

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO DA TOPOLOGIA DE PONTE COMPLETA PARA
USO EM CONVERSORES CA-CC DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA
COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TONG JIAO

FLORIANÓPOLIS, JULHO DE 1994

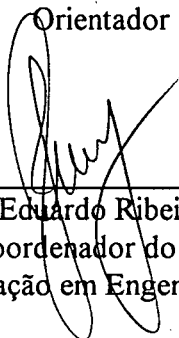
ESTUDO DA TOPOLOGIA DE PONTE COMPLETA PARA USO EM CONVERSORES CA-CC DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

TONG JIAO

Esta dissertação foi julgada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia, especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

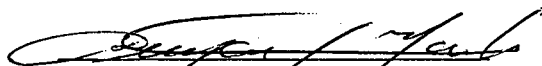


Prof. José Eduardo Ribeiro Cury, Dr.
Vice Coordenador do Curso de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

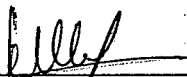
BANCA EXAMINADORA:



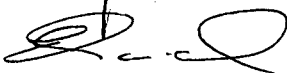
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Philippe Viarouge, Dr. Ing.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

A meus pais, minhas irmãs
e memória do meu avô.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi, pelas orientações e sugestões que contribuíram em muito para realização deste trabalho, e pela amizade desenvolvida entre nós neste período.

Aos amigos João Manoel Gomes da Silva Jr. e Flávio Augusto Soares, pela grande amizade construída e pela convivência diária que tornou dois anos em uma rápida estada.

Aos colegas de turma, pelo companheirismo.

Ao Peter, pela valorosa correção de português.

Aos técnicos do LAMEP, pela amizade e apoio, Adenir, Coelho, Pacheco.

Aos professores do LAMEP, pela irrestrita atenção dada às consultas feitas.

Aos membros da banca examinadora, pelas sugestões enriquecedoras.

Aos meus pais Yao Ahua e Tzu Chan Chiao, e minhas irmãs Jiao Fang e Carolina Ming Chiao, pelo apoio, incentivo e sacrifício para seguir busca de novos conhecimentos e aprimoramento pessoal.

Ao povo brasileiro e à CAPES, pelo financiamento deste trabalho.

SUMÁRIO

RESUMO	IX
ABSTRACT	X
SIMBOLOGIA	XI
INTRODUÇÃO	XV

CAPITULO I - ANÁLISE TEÓRICA DO CONVERSOR "PWM-ZVS" DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EM MDC

1.1 INTRODUÇÃO	01
1.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	02
1.3 EQUACIONAMENTO E ANÁLISE MATEMÁTICA	06
1.4 CÁLCULO DA POTÊNCIA DE ENTRADA	08
1.5 CÁLCULO DA POTÊNCIA APARENTE DE ENTRADA	10
1.6 POTÊNCIA MÁXIMA DO CONVERSOR	12
1.7 PERDA NOS TRANSISTORES E SUA OTIMIZAÇÃO	12
1.8 CORRENTE EFICAZ NO TRANSFORMADOR	15
1.9 ESTUDO DA COMUTAÇÃO DOS BRAÇOS DA PONTE	16
1.9.a) Comutação Do Braço Direito (chaves S_2 e S_3)	16
1.9.b) Comutação Do Braço Esquerdo(chaves S_1 e S_4)	18
1.10 ANÁLISE E PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA	19
1.11 ANÁLISE E PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA	22
1.12 GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR	23
1.13 CONCLUSÃO	24

CAPÍTULO II - PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CA-CC "FB PWM-ZVS" DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EM MCD

2.1 INTRODUÇÃO	26
2.2 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	26
2.3 VERIFICAÇÃO POR SIMULAÇÃO	28
2.4 CONCLUSÃO	32

CAPÍTULO III - CONVERSOR CA-CC "FB PWM-ZVS" DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EM MCC

3.1 INTRODUÇÃO	33
3.2 FORMATO DA REFERÊNCIA DE CORRENTE E SEU CONTEÚDO HARMÔNICO	37
3.3 ANÁLISE TEÓRICA DO CONVERSOR "FB PWM-ZVS" EM MCC	42
3.3.1) Corrente Eficaz do transformador:	45
3.3.2) Corrente Eficaz no Indutor de Saída	46
3.3.3) Corrente Eficaz e Média nas chaves	46
3.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	47
3.5 FATOR DE POTÊNCIA	49
3.6 FILTRO DE SAÍDA	50
3.6.1) Dimensionamento do Capacitor de Saída	50
3.6.2) Dimensionamento do Indutor de Saída	51
3.7 COMUTAÇÃO DOS BRAÇOS DA PONTE	52
3.8 CONCLUSÃO	53

CAPÍTULO IV - ESTUDO DE FORMAS DE CONTROLE DAS MALHAS DE CORRENTE E DA TENSÃO

4.1 INTRODUÇÃO	54
----------------	----

4.2 À MALHA DE CORRENTE	54
4.1.1) Controle de Corrente Por Histerese	54
4.1.2) Controle por Valor de Pico da Corrente	55
4.1.3) Controle por Carga	56
4.1.4) Controle por Espaço de Estado Médio ("State Space Average")	57
4.1.5) Controle por Valor Médio	63
4.1.5.1) Influência de Ruídos de Chaveamento	69
4.1.5.2) Influência no Transformador	72
4.3 À MALHA DE TENSÃO	75
4.4 CONCLUSÃO	78

CAPÍTULO V - PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CA-CC "FB" EM MCC DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA

5.1 INTRODUÇÃO	82
5.2 PROJETO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA	82
5.3 PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONTROLE DA MALHA DE CORRENTE	84
5.4 PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONTROLE DA MALHA DE TENSÃO	88
5.5 CONCLUSÃO	91

CAPÍTULO VI - VALIDAÇÃO PRÁTICA DO CONVERSOR CA-CC "FB" EM MCC, DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA

6.1 INTRODUÇÃO	93
6.2 ANÁLISE E PROJETO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA	93
6.3 CIRCUITO DE COMANDO	94

6.3.1) Gerador de Formato da Referência de Corrente	95
6.3.2) Multiplicador Analógico	96
6.3.3) Regulador da Malha da Corrente	96
6.3.4) Modulador "PWM"	96
6.3.5) Circuito de Gatilho	97
6.3.6) Sensor Resistivo de Corrente	97
6.3.7) Multiplicador de Razão Cíclica Efetiva por Meio de Chaveamento	98
6.3.8) Filtro de Realimentação	99
6.3.9) Regulador de Tensão	99
6.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	105
6.5 CONCLUSÃO	107
 CONCLUSÃO GERAL	 109
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	 112
 APÊNDICE A	 114

RESUMO

Este trabalho apresenta uma estrutura de conversor CA-CC isolado de alto fator de potência com único estágio de processamento de potência, utilizando a topologia em ponte completa com comutação sob tensão nula via comando por defasagem.

A estrutura é analisada em dois modos de funcionamento.

No modo de condução descontinua (MCD), foram obtidos equações e gráficos relevantes que possibilitam o projeto e a otimização do conversor. Com estas equações projetou-se e simulou-se no SCVOLT um conversor de 350W de potência de saída. Os resultados de simulação são apresentados e comprovam a validade da análise.

No modo de condução contínuo (MCC), analisou-se modelo de controle ativo do conversor para a corrente de entrada, resultando em uma estratégia de controle indireta. O comportamento do transformador de isolamento sob as condições características de operação desta estrutura foi também estudado, comprovando a sua viabilidade prática. As equações obtidas para o projeto do conversor foram validadas pela simulação e pela implementação prática, cujos resultados estão apresentados.

ABSTRACT

This work presents a high power factor AC-DC isolated converter with single power processing stage, using the full-bridge topology, commutating under zero voltage and modulated by phase shift (HPF-FB-ZVS-PS).

The structure has been analyzed in two operation modes.

In the discontinuous conduction mode (DCM), the most relevant equations and graphics were developed for design and optimization of the converter. A 350W converter was designed based on the proposed design procedure, and simulated using the SCVOLT program. The results validate the theoretical analysis.

In the continuous conduction mode (CCM), the active control model for the input current of the converter was obtained using an indirect control strategy. The behavior of the isolation transformer under the characteristic's operation conditions of this structure was studied, proving its practical viability. The design based on the proposed design rules was simulated, and a laboratory prototype has been built rated at 700W.

SIMBOLOGIA

$\overline{A_{nief}}$	Valor eficaz instantâneo normalizado da área n
$\overline{A_{nimd}}$	Valor médio instantâneo normalizado da área n
A	Amplitude do formato da referência da corrente
$A_1 \dots A_n$	Áreas sob forma de onda da corrente
A_{nief}	Valor eficaz instantâneo da área n
A_{nimd}	Valor médio instantâneo da área n
C_{a1}, C_{a2}	Capacitância do circuito de auxílio a comutação
C_f	Capacitância do filtro de entrada para altas frequências
C_o	Capacitor de filtro de saída
C_r	Capacitância de ressonância durante a comutação
ca	
D	Razão cíclica na regime permanente
$D_1, D_2, \dots D_n$	Diodos retificadores
ΔK_a	Variação do fator multiplicativo de formato da corrente
$D_{máx}$	Razão cíclica máxima
Δt_3	Tempo de descarga do indutor no MCD
ΔV_o	Variação da tensão de saída
FP	Fator de potência
f_s	Frequência de chaveamento
g_e	Ganho da estrutura de potência em MCC
g_{est}	Ganho estático do modelo pontual
$G_e(s)$	Função de transferência da estrutura de potência
$G_f(s)$	Função de transferência do filtro de realimentação
$G_r(s)$	Função de transferência do regulador
$H(s)$	Função de transferência da malha de realimentação

i_{hf}	Corrente de alta frequência gerada pelo conversor
I_i	Corrente de entrada visto pela rede
I_{in}	Corrente de entrada em módulo
I_{inef}	Corrente eficaz de entrada
$I_{in\ m}$	Cosntante que representa produto $V_m \times K_a$
I_{L1m}, I_{L2m}	Correntes de pico nos indutores de auxílio a comutação
i_{Lf}	Parcela da corrente de alta freq. que passa pelo indutor do filtro
I_{oimd}	Corrente média instantânea de saída
I_p	Corrente de pico
I_{tef}	Corrente eficaz do transistor
I_{Tef}	Corrente eficaz do transformador
K_a	Fator multiplicativo da referência da corrente
K_d	Ganho do compensador derivativo
K_i	Ganho do compensador integral
K_p	Ganho do compensador proporcional
L'_o	Indutor de filtro refletido ao primário do transformador
L_1, L_2	Indutâncias dos circuitos de auxílio a comutação
L_{eq}	Indutância equivalente visto pelas chaves da ponte
L_f	Indutor de filtro de entrada para altas frequência
L_o	Indutor de filtro de saída
L_s	Indutância série, ou indutância de ressonância
n	Relação de transformação
n_p	Número das espiras do primário do transformador
n_s	Número das espiras do secundário do transformador
P_{in}	Potência real de entrada
$P_{in\ ap}$	Potência aparente de entrada
$P_{in\ máx}$	Potência máxima de entrada
P_{pd}	Perda total do conversor

P_{pt}	Potência perdida nos transistores
Q	Índice da qualidade do filtro
q	Relação entre a tensão de saída refletida e a de entrada
r_{δ}	Redução da razão cíclica efetiva
R'_L	Resistência da carga refletida ao primário do transformador
$R_{ds} (on)$	Resistência de condução do MOSFET
R_{eq}	Resistência equivalente do conversor
R_L	Resistência da carga
R_{SE}	Resistência série equivalente do capacitor
$S_1, \dots S_n$	Chaves ideais
T_1	Transformador de isolamento de alta frequência
$t_1, \dots t_n$	Períodos das etapas de funcionamento.
t_{d1}, t_{d2}	Tempos de retardo das comutação entre as chaves do braço
THD	Taxa de distorção harmônica
T_s	Período de chaveamento
V'_o	Tensão de saída refletida ao primário do transformador
$V_{C1}, \dots V_{Cn}$	Tensões dos capacitores intrínsecos dos MOSFETs
V_f	Tensão sobre capacitor de filtro de entrada
v_i	Tensão de entrada retificada
V_m	Tensão de pico da entrada
V_o	Tensão de saída
Z_0	Singularidade da função de transferência
Z_r	Impedância característica do circuito ressonante
\bullet	Operador derivada
\wedge	Operador incremental
δ	Razão cíclica dinâmica
Φ	Ângulo de defas. entre as fundamentais da corrente e da tensão
η	Rendimento do conversor

θ	Um variável angular
θ_1	Ângulo do início de condução da senóide da rede de 60 Hz
ω	Velocidade angular da rede comercial de energia
ω_c	Frequência do cruzamento com o 0 dB
ω_m	Frequência de modulação
ω_o	Frequência de ressonância da rede LC
ω_r	Velocidade angular de ressonância

INTRODUÇÃO

O conversor CA-CC está presente em quase todos equipamentos eletrônicos existentes, pois todos eles necessitam de uma fonte CC obtida a partir da rede de energia comercial. O estudo sobre esses conversores tem sido um dos importantes ramos da pesquisa em eletrônica de potência. Porém, a maioria desses conversores apresenta uma corrente de entrada bastante distorcida e defasada, que por sua vez, causa uma grande quantidade de problemas tanto para a rede comercial de distribuição de energia quanto para os sistemas que estejam nas suas vizinhanças.

A defasagem entre as componentes fundamentais de tensão e corrente produz uma energia reativa, que exigindo dos equipamentos de geração e de transmissão um produto VOLT-AMPERE (VA) bem superior à potência real da carga.

Por outro lado, os componentes harmônicos da corrente distorcida além de elevar o nível de corrente de pico no sistema de distribuição de potência, provocam também a interferência em outros aparelhos através da impedância da rede e dos seus respectivos circuitos de alimentação.

Os sintomas acima citados são efeitos colaterais dos conversores CA-CC convencionais, pois não há controles que atuam sobre seus estágios de entrada. No entanto, o órgão IEC "International Electrotechnical Commission" elaborou normas (IEC 555-2 Apêndice A) que limitam os níveis máximos de harmônicas de corrente emitidas, por cada equipamento, na rede comercial de baixa tensão, visando maior eficiência e economia na rede de distribuição.

Dessa forma, várias técnicas foram desenvolvidas para reduzir os harmônicos gerados pelo estágio retificador dos conversores. Entre eles apresentam-se redes passivas e compensação ativa usando conversores paralelos com cargas reativas. No entanto, essas técnicas aumentavam muito em volume e peso o sistema, tornando-as obsoletas.

Várias topologias dos conversores CC-CC chaveados foram modificadas, a fim de conseguirem conversores CA-CC de alto fator de potência pela redução da TDH "Taxa de Distorção Harmônica", já que o fator de potência relaciona-se com TDH pela equação (1).

$$FP = \frac{\cos(\Phi)}{\sqrt{1 - TDH^2}} \quad (1)$$

Esses conversores normalmente são formados por um retificador de onda completa junto com um filtro de alta frequência na entrada. E por sua vez, estão ligados em série com o conversor propriamente dito, de tal maneira que a corrente de baixa frequência do conversor é a mesma que passa pelo retificador e filtro. Desta forma, o controle exercido sobre a corrente no conversor fará com que o fator de potência aumente.

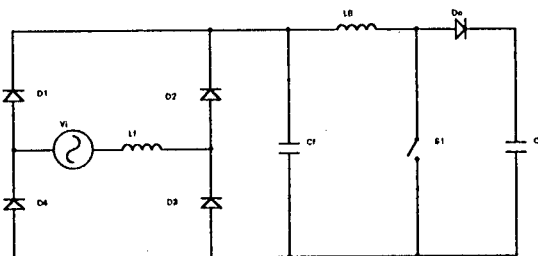


Fig. 1: Estrutura básica do conversor CA-CC "Boost" de alto fator de potência.

Uma das topologias mais usadas é a do conversor "Boost" mostrada na Fig. 1 (Ref.[15]). Ela difere da topologia convencional pela ausência do capacitor de filtro de baixa frequência antes do indutor "BOOST", o qual é substituído por um filtro formado por L_f e C_f para altas frequências. Este conversor apresenta característica de entrada em corrente, baixo esforço na chave e facilidade de controle. Por outro lado, a impossibilidade de proteção de curto circuito na carga, necessidade de circuito de partida "Inrush" e principalmente a falta de isolamento da saída são suas maiores desvantagens que o tornam inviável em muitos casos.

Com a finalidade de prover isolamento da saída, surgiram várias topologias de conversores chaveados e novas técnicas de comando, visando sempre conseguir o alto fator de potência na entrada. Entre elas podemos citar as principais linhas:

a) Conversor "Boost" isolado a transformador, que está apresentado na Fig. 2, (Ref. [2]).

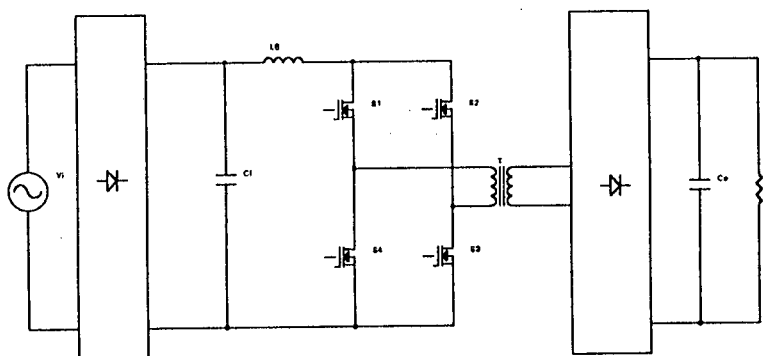


Fig. 2: Estrutura do conversor CA-CC "Boost" de alto fator de potência, com ponte completa, isolado por transformador.

Esse conversor constitui-se basicamente do filtro de alta frequência e do retificador de ponte completa, de um indutor "Boost" na entrada e de um sistema de chaves em ponte, que comandadas adequadamente, funcionam tanto como a chave do "Boost" convencional, quanto uma comutadora que altera o sentido da corrente do transformador a cada semi-ciclo de chaveamento. Desta forma, a tensão sobre o transformador de isolamento tem o formato da senóide de rede retificada e modulada pela frequência de chaveamento, a qual costuma ser bem superior a 60 Hz. Essa topologia e suas variações têm quase as mesmas vantagens do conversor não isolado, porém a alteração na forma de comandar sofisticou o circuito de controle. A principal desvantagem desse conversor é quanto a comutação, ela é feita sob condições dissipativas e causa grandes perdas quando trabalha em altas frequências.

b) Conversor "Flyback" sem o capacitor de filtro de entrada para baixas frequências é também utilizado como conversor CA-CC com alto fator de potência. Ele está ilustrado na Fig. 3 (Ref. [9]). A chave é comandada pela modulação PWM, e

o controle é bastante simples, mesmo quando o conversor trabalha em modo de condução contínuo. O fator de potência conseguido é bastante alto, e dispensa o circuito auxiliar de partida ("Inrush"). As comutações neste conversor continuam dissipativas, reduzindo a sua eficiência em altas frequências de chaveamento. O transformador é usado como um elemento de acúmulo de energia, o qual terá o seu peso e volume bastante acentuados em altas potências.

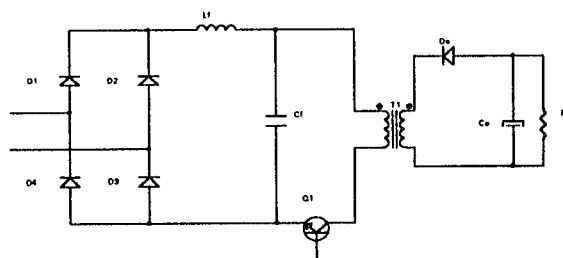


Fig. 3: Estrutura do conversor CA-CC "Flyback" de alto fator de potência.

c) Os conversores série-ressonantes também foram adaptados para que conseguissem um alto fator de potência. O seu estágio de entrada é igual aos conversores "Flyback" conforme na Fig. 4 (Ref. [16]). A sua grande vantagem é a comutação não dissipativa observada nas suas chaves (comutação ZCS), a qual permite trabalhar em altas frequências de chaveamento sem grandes perdas, resultando uma melhor integração dos componentes magnéticos. No entanto, também devido às características da comutação "ZCS", as chaves são submetidas a grandes níveis de corrente eficaz, limitando as faixas de sua aplicação. Além disso, o controle de fluxo de potência é feito através da variação de frequência de modulação, que é indesejável nos conversores estáticos chaveados, pois ele produz um ruído eletromagnético de difícil controle.

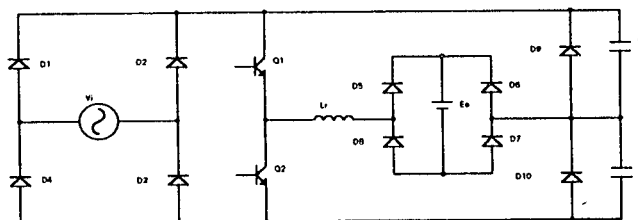


Fig. 4: Estrutura do conversor CA-CC série ressonante de alto fator de potência.

Com esta revisão, detectamos que os conversores CA-CC de alta potência e alta frequência devem apresentar características como alto fator de potência, comutação não dissipativa, sem circuito auxiliar de partida, proteção contra curto-circuito via controle nas chaves, saídas isoladas, de componentes magnéticos compactos, um controle relativamente simples e com modulação de chaveamento em frequência fixa.

Com o propósito de atender ao máximo os requisitos citados acima, propõe-se neste trabalho, um estudo da aplicação da topologia "Full-Bridge" para o conversor CA-CC de alto fator de potência, com único estágio de processamento da potência. Analisando a estrutura sob vários aspectos como a comutação, comando, projeto e viabilidade de implementação, tanto no modo de condução descontínua (MCD) quanto no modo de condução contínua (MCC). A topologia básica é apresentada na fig. 5 (Ref. [5]).

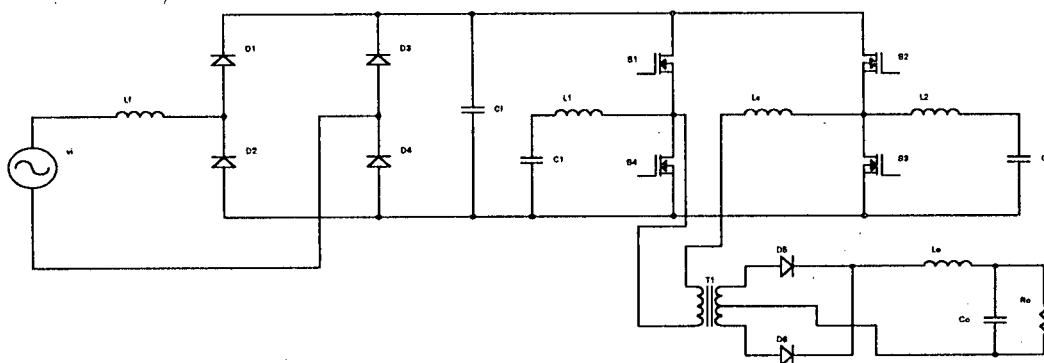


Fig. 5: A topologia proposta - conversor CA-CC "FB" de alto fator de potência

CAPÍTULO I

ANÁLISE TEÓRICA DO CONVERSOR "FB PWM-ZVS" DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EM MCD

1.1)INTRODUÇÃO

A estrutura proposta para a análise está representada na Fig. 1.1. Ela é constituída basicamente de seis partes que são descritas a seguir.

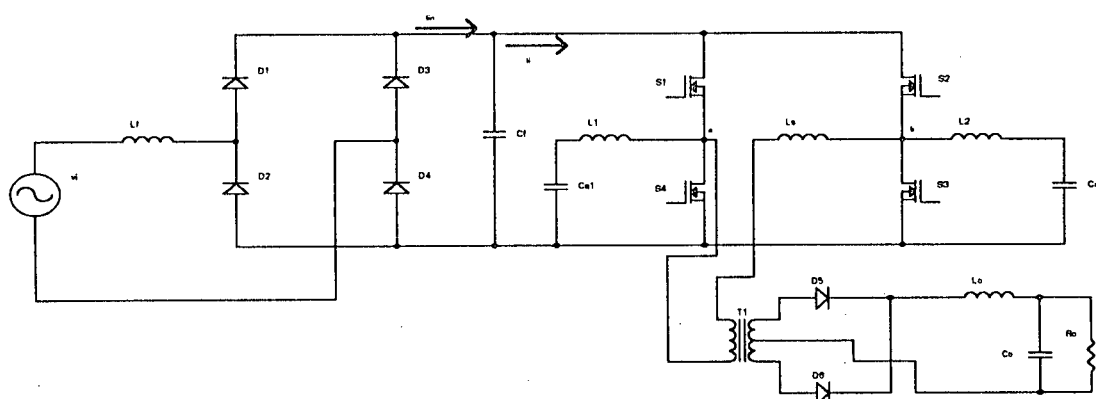


Fig. 1.1: Estrutura do conversor "FB PWM ZVS" de alto fator de potência.

A primeira parte é a ponte retificadora formada pelos diodos D1 a D4. Em seguida temos uma rede $L_f C_f$ que serve de filtro de alta frequência, bloqueando as componentes de corrente de alta frequência geradas pelos demais estágios do conversor para a rede comercial de energia. Além disso, serve também de estágio de desacoplamento, eliminando as influências das indutâncias parasitas da rede sobre o conversor. A terceira parte é formada por L_1 , L_2 , C_{a1} e C_{a2} que têm a função de auxiliar a comutação, assegurando que as chaves sempre comutam sob tensão nula. Os quatro transistores S_1 a S_4 formam o estágio de potência de um conversor de ponte completa "Full Bridge", e juntamente com transformador de isolamento T_1 constituem a

quarta parte. A quinta parte é o estágio de saída do conversor, contendo os diodos D_5 , D_6 e o filtro $L_O C_O$.

1.2) PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Para facilitar a análise matemática serão feitas as seguintes considerações;

a) V_{Ca1} e V_{Ca2} são iguais a $v_i/2$

b) f_s é muito maior que f_i , permitindo que a análise possa ser feita assumindo o funcionamento em regime permanente, isto é, a tensão de entrada é considerada constante durante um período de chaveamento.

c) A indutância de magnetização do transformador T_1 é muito maior que L_s (indutância total de dispersão) e L'_O (L_O refletido ao primário). Isto nos permite omitir a indutância de magnetização sem cometer grandes erros. No entanto, esta omissão facilita imensamente a análise, pois reduz a ordem do sistema.

Assim, pode-se representar as quatro etapas de funcionamento de um semi-ciclo e os respectivos circuitos equivalentes do conversor nas Fig. 1.2a, 1.2b, 1.2c, 1.2d.

Descrevemos, a seguir, as etapas de funcionamento para um semi-ciclo de chaveamento, sendo que elas podem ser estendidas ao outro semi-ciclo.

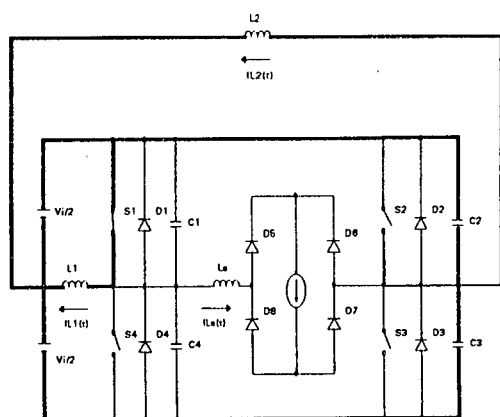


Fig. 1.2a: Circ. equiv. durante a 1ª etapa.

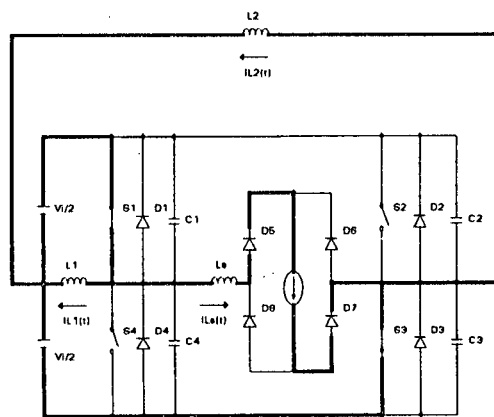


Fig. 1.2b: Circ. equiv. durante a 2ª etapa.

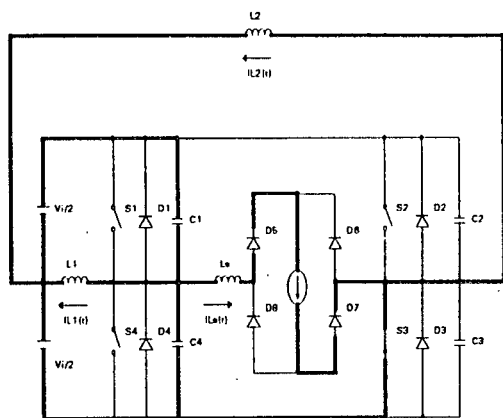


Fig. 1.2c: Circ. equiv. durante a 3ª etapa.

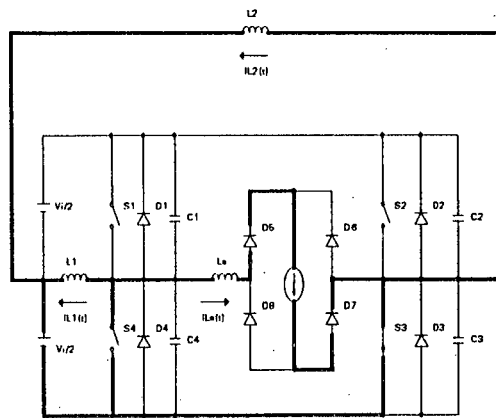


Fig. 1.2d: Circ. equiv. durante a 4ª etapa.

Antes do instante t_0 , as correntes I'_{Lo} e I_{Ls} são nulas e as chaves S_1 e S_2 estão fechadas.

1ª etapa - comutação do braço direito (t_0, t_1): no instante t_0 , a chave S_2 é bloqueada. As tensões $V_{C2}(t)$ e $V_{C3}(t)$ variam linearmente até o instante t'_1 , onde $V_{C3}(t'_1) = v_i - V_o$. A partir daí, as tensões $V_{C2}(t)$ e $V_{C3}(t)$ e as correntes $I_{Ls}(t)$ e $I'_{Lo}(t)$ variam de forma ressonante até $V_{C3}(t)$ tornar-se igual a zero. Durante a etapa, I_{L2} é considerada como uma fonte de corrente.

2ª etapa - transferência de potência (t_1, t_2): nesta etapa, S_3 entra em condução, as correntes $I_{Ls}(t)$ e $I_{Lo}(t)$ crescem linearmente através de S_1, D_5, D_7 e S_3 .

3ª etapa - comutação do braço esquerdo (t_2, t_3): No instante t_2 , a chave S_1 é bloqueada e as tensões $V_{C1}(t)$ e $V_{C4}(t)$ variam linearmente até que $V_{C4}(t)$ torna-se igual a zero. Nesta etapa, as correntes I_{Ls} e I_{L1} são consideradas como fonte de corrente.

4ª etapa: - decrescimento linear (t_3, t_4): nesta etapa, a corrente I_{Ls} e I'_{Lo} circulam por D_4, D_5, D_8 e S_3 , até atingir zero no instante t'_3 . O conversor permanece nesse estado até o início do próximo semi-ciclo.

Analisando a Fig. 1.2b e 1.2c, pode-se equacionar o conversor para meio ciclo de chaveamento, o qual pode ser estendido para outro meio ciclo.

A partir do instante t_1 , fecham-se as chaves S_1 e S_3 , a corrente I_{Ls} é dada pela seguinte equação

$$i_{Ls}(t) = \left(\frac{V_i - V_o'}{L_s + L_o'} \right) \cdot t \quad (1.1)$$

Onde

$$v_i = V_m \cdot \sin(\omega t) \quad (1.2)$$

Então

$$I_p(t) = \left(\frac{V_i - V_o'}{L_s + L_o'} \right) \cdot D \cdot \frac{T_s}{2} \quad (1.3)$$

Onde

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad e \quad D = \frac{2 \cdot T_{on}}{T_s}$$

No instante $t=t_3$, a chave S_1 abre e S_4 entra em condução (Fig. 1.2b), então

$$i_{Ls}(t) = I_p - \frac{V_o'}{L_s + L_o'} \cdot t \quad (1.4)$$

Como a operação está no regime "DCM" (modo de condução descontínua), temos necessariamente a corrente do indutor L_o nula no fim do semi-ciclo de chaveamento. Assim, durante a 4ª etapa, num período igual a $\Delta t'_3 < (1-D) \cdot T_s/2$, a corrente decresce linearmente até atingir zero.

Logo,

$$\Delta t'_3 = \left(\frac{L_s + L_o'}{V_o'} \right) \cdot I_p \quad (1.5)$$

$$\Delta t'_3 = \left(\frac{V_i}{V_o'} - 1 \right) \cdot \frac{D \cdot T_s}{2} \quad (1.6)$$

A corrente a partir de t'_3 é nula no indutor L_o até o início do próximo semi-ciclo.

Na Fig. 1.3 estão representadas as formas de ondas das correntes, dos sinais de disparo das chaves e seus respectivos tempos, com exceção das etapas de comutação que são negligenciadas devido a sua pequena influência.

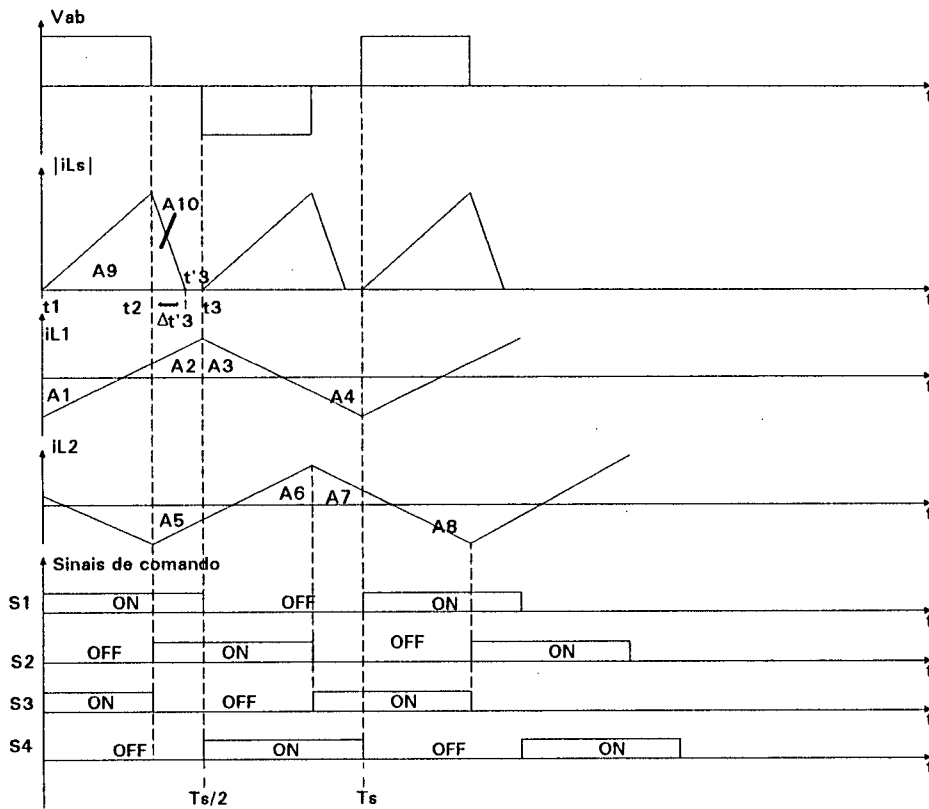


Fig. 1.3: Sinais de disparo dos transistores e formas de ondas das correntes I_{Ls} , I_{L1} e I_{L2} , e da tensão V_{AB} .

Uma observação que deve ser feita é que as equações (1.1) a (1.7) são válidas somente para $v_i > V'_o$, uma vez que enquanto isto não acontece, não há transferência de energia para a carga, entretanto, a corrente i_{Ls} é nula. Portanto, durante um semi-ciclo da rede, a forma de onda da corrente I_i está representada na Fig. 1.4.

Fazendo o valor médio instantâneo da corrente de entrada temos a equação (1.7). Esta função representa a corrente $I_{in}(t)$, durante o período em que ocorre processamento de potência, na qual identifica uma semelhança com a forma senoidal.

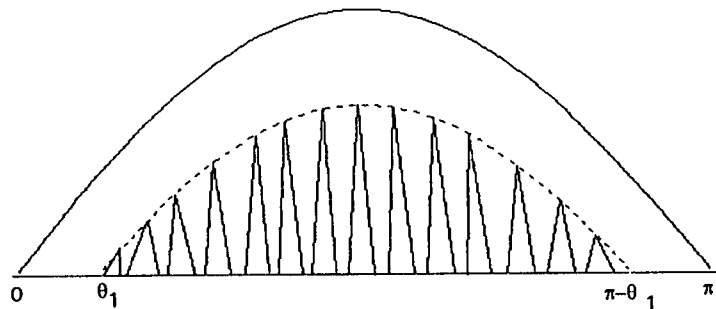


Fig. 1.4: Forma de onda da corrente I_i , o semi-ciclo da rede está expresso em $\theta = \omega t$.

$$I_m(t) = \frac{V_m \cdot \sin(\omega t) - V_o'}{L_{eq}} \cdot D^2 \cdot \frac{T_s}{4} \quad (1.7)$$

1.3) EQUACIONAMENTO E ANÁLISE MATEMÁTICA

Em primeiro lugar, estabelecemos a razão cíclica máxima para que a condução seja descontínua em todo semi-ciclo da rede. Assim,

$$t_1 + \Delta t_3' \leq \frac{T_s}{2} \quad (1.8)$$

$$t_1 = D \cdot \frac{T_s}{2} \quad (1.9)$$

$$\Delta t_3' = \left(\frac{V_m}{V_o'} - 1 \right) \cdot D \cdot \frac{T_s}{2} \quad (1.10)$$

Então,

$$\frac{V_m}{V_o'} D_{m\acute{a}x} \leq 1 \quad (1.11)$$

Ou

$$D_{m\acute{a}x} \leq \frac{V_o'}{V_m} \quad (1.12)$$

Para análise das correntes da carga e dos circuitos auxiliares de comutação, faremos separadamente os valores médios e eficazes das áreas A_9 , A_{10} e A_2 da Fig. 1.3. Esses valores equivalem a qualquer grandeza que tenha esses formatos de onda. Desde que devidamente escalados, eles podem ser conjugados para obter as demais grandezas relevantes a estrutura.

A fim de facilitar a anotação e compreensão do texto a seguir, as grandezas serão representadas pelos seus símbolos equivalentes. Desta forma, A_{9imd} e A_{9ief} representam respectivamente os valores médio instantâneo e eficaz instantâneo da área A_9 .

Para A_9 :

$$A_{9imd} = \frac{v_i - V_o'}{L_s + L_o} \cdot D^2 \cdot \frac{T_s^2}{4} \cdot \frac{2}{T_s} \cdot \frac{1}{2} \quad (1.13)$$

$$A_{9imd} = \frac{v_i - V_o'}{L_{eq}} \cdot D^2 \cdot \frac{T_s}{4} \quad (1.14)$$

onde $L_{eq} = L_s + L_o'$ (1.15)

normalizando $\overline{A_{9imd}} = \frac{A_{9imd}}{V_m}$ (1.16)

$$\overline{A_{9imd}} = \frac{\text{sen}(\omega t) - q}{L_{eq}} \cdot D^2 \cdot \frac{T_s}{4} \quad (1.17)$$

onde $q = \frac{V_o'}{V_m} \leq 1$ (1.18)

$$A_{9ief}^2 = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{D \cdot T_s}{2}} \left(\frac{v_i - V_o'}{L_{eq}} \right)^2 \cdot t^2 \cdot dt \quad (1.19)$$

$$A_{9ief}^2 = \frac{2}{T_s} \left(\frac{v_i - V_o'}{L_{eq}} \right)^2 \frac{t^3}{3} \Big|_0^{\frac{D \cdot T_s}{2}} = \left(\frac{v_i - V_o'}{L_{eq}} \right)^2 \frac{2}{T_s} \cdot \frac{D^3 \cdot T_s^3}{8 \cdot 3} \quad (1.20)$$

$$A_{9ief}^2 = \frac{D^3 T_s^2}{12} \left(\frac{v_i - V_o'}{L_{eq}} \right)^2 \quad (1.21)$$

e normalizando

$$\overline{A_{9ief}} = \frac{\text{sen}(\omega t) - q}{L_{eq}} \cdot T_s \cdot \sqrt{\frac{D^3}{12}} \quad (1.22)$$

Para A_{10} :

$$A_{10imd} = \frac{v_i - V_o'}{L_{eq}} \cdot D^2 \cdot \frac{T_s}{2} \cdot \left(\frac{v_i}{V_o'} - 1 \right) \cdot \frac{1}{2} \quad (1.23)$$

$$A_{10imd} = \frac{v_i - V_o'}{L_{eq}} \cdot D^2 \cdot \left(\frac{v_i}{V_o'} - 1 \right) \cdot \frac{T_s}{4} \quad (1.24)$$

normalizando

$$\overline{A_{10imd}} = \frac{\text{sen}(\omega \cdot t) - q}{L_{eq}} \cdot D^2 \cdot \frac{T_s}{4} \cdot \left(\frac{\text{sen}(\omega \cdot t)}{q} - 1 \right) \quad (1.25)$$

$$A_{10ief}^2 = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{\text{sen}(\omega t) - q}{L_{eq}} \cdot \frac{D \cdot T_s}{2}} \left(\frac{V_o'}{L_{eq}} \right)^2 \cdot t^2 \cdot dt \quad (1.26)$$

$$A_{10ief}^2 = \left(\frac{\text{sen}(\omega t) - q}{q} \right)^3 \cdot \left(\frac{V_o'}{L_{eq}} \right)^2 \cdot \frac{D^3 \cdot T_s^2}{12} \quad (1.27)$$

normalizando

$$\overline{A_{10ief}} = \frac{T_s}{L_{eq}} \cdot \sqrt{\frac{D^3 \cdot (\text{sen}(\omega t) - q)^3}{q \cdot 12}} \quad (1.28)$$

Para A_2 :

$$A_{2imd} = \frac{v_i}{2} \cdot \frac{1}{L_1} \cdot \frac{T_s}{2} \cdot \frac{1}{8} \quad (1.29)$$

$$A_{2imd} = \frac{v_i \cdot T_s}{32 \cdot L_1} \quad (1.30)$$

normalizando,

$$\overline{A_{2imd}} = \frac{T_s \cdot \text{sen}(\omega t)}{32 \cdot L_1} \quad (1.31)$$

$$A_{2ief}^2 = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{4}} \left(\frac{v_i}{2 \cdot L_1} \cdot t \right)^2 \cdot dt \quad (1.32)$$

$$A_{2ief}^2 = \frac{1}{6} \left(\frac{v_i \cdot T_s}{8 \cdot L_1} \right)^2 \quad (1.33)$$

normalizando,

$$\overline{A_{2ief}} = \frac{\text{sen}(\omega t) \cdot T_s}{8 \cdot L_1} \cdot \sqrt{\frac{1}{6}} \quad (1.34)$$

1.4) CÁLCULO DA POTÊNCIA DE ENTRADA

A corrente que passa pelo indutor de filtro de entrada L_f é ausente de componentes de frequência de chaveamento, logo podemos expressar a corrente $I_{in}(t)$ da seguinte forma,

para $\theta_1 \leq \omega t \leq \pi - \theta_1$, onde $\theta_1 = \arcsen(\frac{V_o'}{V_m})$

$$I_{in}(t) = A_{gimd} = \frac{V_i - V_o'}{L_{eq}} \cdot D^2 \cdot \frac{T_s}{4} \quad (1.35)$$

$$I_{in}(t) = \frac{V_m \cdot \sen(\omega t) - V_o'}{L_{eq}} \cdot D^2 \cdot \frac{T_s}{4} \quad (1.36)$$

Logo, a potência efetiva de entrada é dada pela equação (1.37)

$$P_{in} = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi} V_m \cdot \sen(\theta) \cdot I_{in}(\theta) \cdot d\theta \quad (1.37)$$

$$P_{in} = \frac{V_m^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot \pi \cdot L_{eq}} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi} (\sen^2(\theta) - q \cdot \sen(\theta)) \cdot d\theta \quad (1.38)$$

$$P_{in} = \frac{V_m^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot \pi \cdot L_{eq}} \left[\frac{\pi}{4} - \frac{\theta_1}{2} + \frac{\sen(2 \cdot \theta_1)}{4} - q \cdot \cos(\theta_1) \right] \quad (1.39)$$

com $\theta_1 = \arcsen(q)$ temos,

$$P_{in} = \frac{V_m^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot \pi \cdot L_{eq}} \cdot \left[\frac{\pi}{4} - \frac{\sen^{-1}(q)}{2} + \frac{2 \cdot q \cdot \cos(\sen^{-1}(q))}{4} - q \cdot \cos(\sen^{-1}(q)) \right] \quad (1.40)$$

$$P_{in} = \frac{V_m^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot \pi \cdot L_{eq}} \cdot \left[\frac{\pi}{4} - \frac{\sen^{-1}(q)}{2} - \frac{q \cdot \sqrt{(1-q^2)}}{2} \right] \quad (1.41)$$

$$P_{in} = \frac{V_m^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{4 \cdot L_{eq}} \cdot \left[\frac{1}{2} - \frac{\sen^{-1}(q)}{\pi} - \frac{q \cdot \sqrt{(1-q^2)}}{\pi} \right] \quad (1.42)$$

É importante notar que as correntes dos circuitos de auxílio a comutação não foram contabilizadas na obtenção da potência de entrada. Isto porque nesses circuitos não há elementos dissipativos como "snubber", o que implica na ausência de transferência de energia da entrada para esses circuitos. A outra forma de compreender

isso é observando a Fig. 1.3. Onde as áreas A_1 e A_2 têm os mesmos valores, porém de sinais contrários, o que resulta na corrente média instantânea nula, e o mesmo acontece ao circuito auxiliar 2.

1.5) CÁLCULO DE POTÊNCIA APARENTE DE ENTRADA

A potência aparente de entrada é o produto da corrente de entrada $I_{in\ ef}$ com a tensão de entrada $v_{i\ ef}$:

O valor eficaz da tensão de entrada é dado pela equação (1.43),

$$v_{i\ ef} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (1.43)$$

mas a corrente eficaz de entrada I_{inef} deve ser obtida realizando operações algébricas a partir de equação (1.44).

$$I_{inef}^2 = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\frac{\pi}{2}} A_{9imd}^2 \cdot d\theta \quad (1.44)$$

$$I_{inef}^2 = \frac{V_m^2 \cdot D^4 \cdot T_s^2}{8 \cdot \pi \cdot L_{eq}^2} \cdot \int_{\theta_1}^{\frac{\pi}{2}} (\sin^2(\theta) - 2 \cdot q \cdot \sin(\theta) + q^2) \cdot d\theta \quad (1.45)$$

$$I_{inef}^2 = \frac{V_m^2 \cdot D^4 \cdot T_s^2}{8 \cdot \pi \cdot L_{eq}^2} \cdot \left[\frac{\pi}{4} - \frac{\theta_1}{2} + \frac{\sin(2 \cdot \theta_1)}{4} - 2 \cdot q \cdot \cos(\theta_1) + \frac{q^2 \cdot \pi}{2} - q^2 \cdot \theta_1 \right] \quad (1.46)$$

$$I_{inef}^2 = \frac{V_m^2 \cdot D^4 \cdot T_s^2}{16 \cdot L_{eq}^2} \cdot \left[q^2 + \frac{1}{2} - \frac{(1 + 2 \cdot q^2) \cdot \sin^{-1}(q)}{\pi} - \frac{3 \cdot q \cdot \sqrt{(1 - q^2)}}{\pi} \right] \quad (1.47)$$

$$e\ I_{inef} = \frac{V_m \cdot D^2 \cdot T_s}{4 \cdot L_{eq}} \cdot \sqrt{\left(q^2 + \frac{1}{2} - \frac{(1 + 2 \cdot q^2) \cdot \sin^{-1}(q)}{\pi} - \frac{3 \cdot q \cdot \sqrt{(1 - q^2)}}{\pi} \right)} \quad (1.48)$$

Assim,

$$P_{in\ ap} = \frac{V_m^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{4 \cdot L_{eq}} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot \left(q^2 + \frac{1}{2} - \frac{(1 + 2 \cdot q^2) \cdot \sin^{-1}(q)}{\pi} - \frac{3 \cdot q \cdot \sqrt{(1 - q^2)}}{\pi} \right) \right)} \quad (1.49)$$

Definindo o fator de potência como a razão entre a potência real com a potência aparente, temos,

$$FP = \frac{P_{in}}{P_{in\ ap}} \quad (1.50)$$

Logo, dividindo a equação (1.43) com a equação (1.50) tem-se;

$$P.F. = \frac{\frac{V_m^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{4 \cdot L_{eq}} \left(\frac{1}{2} - \frac{\sin^{-1}(q)}{\pi} - \frac{q \cdot \sqrt{(1-q^2)}}{\pi} \right)}{\frac{V_m^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{4 \cdot L_{eq}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \left[q^2 + \frac{1}{2} - \frac{(1+2 \cdot q^2) \cdot \sin^{-1}(q)}{\pi} - \frac{3 \cdot q \cdot \sqrt{(1-q^2)}}{\pi} \right]}} \quad (1.51)$$

Simplificando,

$$P.F. = \frac{1 - \frac{2 \cdot \sin^{-1}(q)}{\pi} - \frac{2 \cdot q \cdot \sqrt{(1-q^2)}}{\pi}}{\sqrt{\left[(2 \cdot q^2 + 1) \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot \sin^{-1}(q)}{\pi} \right) - \frac{6 \cdot q \cdot \sqrt{(1-q^2)}}{\pi} \right]}} \quad (1.52)$$

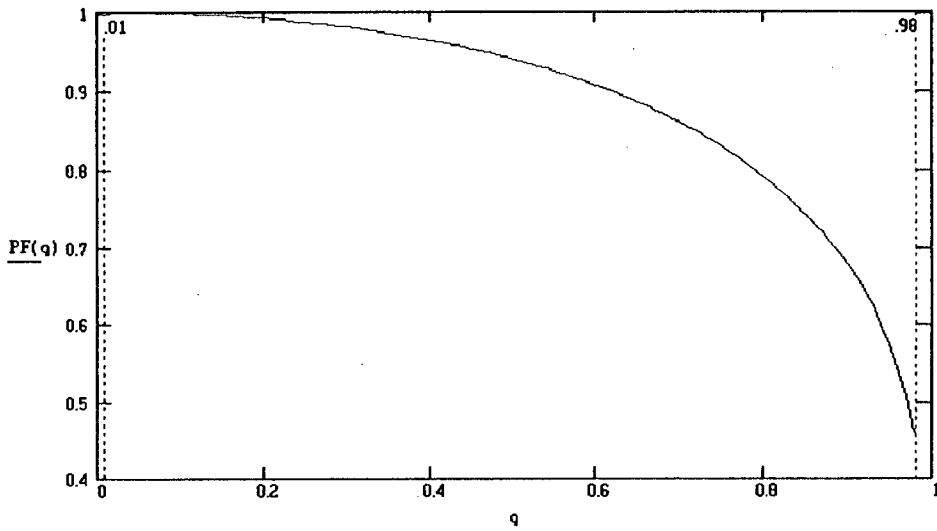


Fig 1.5: Curva do fator de potência em função de q.

A equação (1.52) torna evidente que o fator de potência é exclusivamente função da relação entre a tensão de saída refletida ao primário e a tensão de pico da

senóide de entrada ($q = V'_o/V_m$). Na Fig. 1.5 representamos graficamente a equação (1.52).

1.6) POTÊNCIA MÁXIMA DO CONVERSOR

É interessante descobrirmos a máxima potência que pode ser processada pelo conversor com uma determinada estrutura de potência, e em que condições de operação isso torna-se possível.

A razão cíclica em "DCM" é limitada pela relação das tensões V'_o e V_m , que é expresso pelo valor q .

Para que tenhamos condução crítica quando $v_i = V_m$, faz-se $D_{máx}$ igual a q . Logo, a expressão (1.43) fica escrita da seguinte forma

$$P_{in\ máx} = \frac{V_m^2 q^2 T_s}{4L_{eq}} \left(\frac{1}{2} - \frac{\sin^{-1}(q)}{\pi} - \frac{q\sqrt{(1-q^2)}}{\pi} \right) \quad (1.53)$$

Derivando $P_{in(máx)}$ em relação a q e igualando a zero, obtemos a relação ótima de q para extrair máxima potência. Assim,

$$\frac{\delta P_{in\ máx}}{\delta q} = 0 \quad (1.54)$$

A equação (1.54) é uma equação implícita e não pode ser resolvida algebricamente. Utilizando o MATHCADTM obtivemos,

$$q = 0.5835 \quad (1.55)$$

o qual implica em

$$FP = 0,91295 \quad (1.56)$$

1.7) PERDA NOS TRANSISTORES E SUA OTIMIZAÇÃO

Analisando o funcionamento do conversor, observamos que as correntes A_9 e A_{10} passam pela $R_{ds(on)}$ dos transistores S_1 e S_4 . Por outro lado, somente a corrente A_9 passa pela $R_{ds(on)}$ dos transistores S_2 e S_3 , já que A_{10} evolui através dos diodos

intrínsecos. Mas para simplificar, considera-se que o modelo do transistor seja resistivo em ambos os sentidos de condução.

Então:

$$P_{pt} = 4 \cdot R_{ds(on)} \cdot I_{tef}^2 \quad (1.57)$$

$$\text{onde } I_{tef}^2 = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi} \left(\frac{1}{2} \cdot A_{9ef}^2(\theta) + \frac{1}{2} \cdot A_{10ef}^2(\theta) \right) \cdot d\theta$$

$$P_{pt} = \frac{4}{\pi} \cdot R_{ds(on)} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi} \left[\frac{V_m^2 \cdot D^3 \cdot T_s^2}{12} \cdot \left(\frac{\sin(\theta) - q}{L_{eq}} \right)^2 + \frac{V_m^2 \cdot T_s^2 \cdot D^3}{L_{eq}^2} \cdot \frac{(\sin(\theta) - q)^2}{12 \cdot q} \right] \cdot d\theta \quad (1.58)$$

$$P_{pt} = R_{ds(on)} \cdot \frac{V_m^2 \cdot T_s^2 \cdot D^3}{3 \cdot L_{eq}^2 \cdot \pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi} \left[\frac{\sin^3(\theta)}{q} - 2 \cdot \sin^2(\theta) + q \cdot \sin(\theta) \right] \cdot d\theta \quad (1.59)$$

Logo

$$P_{pt} = R_{ds(on)} \cdot \frac{V_m^2 \cdot T_s^2 \cdot D^3}{3 \cdot L_{eq}^2 \cdot \pi} \cdot \left[\left(\frac{q}{3} + \frac{2}{3 \cdot q} \right) \cdot \sqrt{1 - q^2} - \frac{\pi}{2} + \theta_1 \right] \quad (1.60)$$

Estabelecida a expressão da perda por condução, podemos obter a relação de perda por watt de potência processada. Isto é, quanto é a perda nos transistores quando é processada 1W de potência. Este índice revela a eficiência da fonte e podemos minimizá-la a fim de otimizar o projeto do conversor. É importante ressaltar que as perdas provocadas pela energia reativa dos circuitos auxiliares de comutação não foram contabilizadas porque além de serem muito pequenas em relação à parcela principal transferida, elas não dependem das constantes q e D , isto é, não dependem dos parâmetros de projeto e nem do ponto de operação.

Assim, a razão entre perda e potência processada é dada pela seguinte expressão

$$\frac{P_{pt}}{P_{in}} = \frac{\frac{R_{ds(on)} \cdot V_m^2 \cdot T_s^2 \cdot D^3}{3 \cdot L_{eq}^2 \cdot \pi} \cdot \left[\left(\frac{q}{3} + \frac{2}{3 \cdot q} \right) \cdot \sqrt{1 - q^2} - \frac{\pi}{2} + \sin^{-1}(q) \right]}{\frac{V_m^2 \cdot T_s \cdot D^2}{4 \cdot L_{eq} \cdot \pi} \cdot \left[\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q) - q \cdot \sqrt{1 - q^2} \right]} \quad (1.61)$$

Logo,

$$\frac{P_{pt}}{P_{in}} = R_{ds(on)} \cdot \frac{4 \cdot T_s \cdot D}{3 \cdot L_{eq}} \cdot \frac{\left(\frac{q}{3} + \frac{2}{3 \cdot q}\right) \cdot \sqrt{1-q^2} - \frac{\pi}{2} + \text{sen}^{-1}(q)}{\frac{\pi}{2} - \text{sen}^{-1}(q) - q \cdot \sqrt{1-q^2}} \quad (1.62)$$

No entanto, T_s/L_{eq} é função de P_{in} e é dada pela equação (1.63)

$$\frac{T_s}{L_{eq}} = \frac{4 \cdot \pi \cdot P_{in}}{V_m^2 \cdot D^2 \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \text{sen}^{-1}(q) - q \cdot \sqrt{1-q^2}\right)} \quad (1.63)$$

Substituindo a equação (1.63) na equação (1.62), temos P_{pt}/P_{in} como função de P_{in} . Então,

$$\frac{P_{pt}}{P_{in}} = \frac{R_{ds(on)} \cdot 4 \cdot D}{3} \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot P_{in}}{V_m^2 \cdot D^2} \cdot \frac{\left(\frac{q}{3} + \frac{2}{3 \cdot q}\right) \cdot \sqrt{1-q^2} - \frac{\pi}{2} + \text{sen}^{-1}(q)}{\left(\frac{\pi}{2} - \text{sen}^{-1}(q) - q \cdot \sqrt{1-q^2}\right)^2} \quad (1.64)$$

Logo,

$$\frac{P_{pt}}{P_{in}} = \frac{16 \cdot R_{ds(on)} \cdot \pi \cdot P_{in}}{3 \cdot V_m^2 \cdot D} \cdot \frac{\left(\frac{q}{3} + \frac{2}{3 \cdot q}\right) \cdot \sqrt{1-q^2} - \frac{\pi}{2} + \text{sen}^{-1}(q)}{\left(\frac{\pi}{2} - \text{sen}^{-1}(q) - q \cdot \sqrt{1-q^2}\right)^2} \quad (1.65)$$

Da equação (1.65) podemos concluir que a eficiência diminui com o aumento da potência processada e da resistência de condução dos transistores MOSFET. No entanto, ela cresce com aumento da tensão de entrada na razão quadrática.

Com a finalidade de minimizar a perda em relação a q , fazemos a razão cíclica D igual a q , isto nos dá a menor perda para a máxima potência projetada. Derivando a equação (1.65) em relação a q , e igualando a derivada a zero, resulta a equação (1.66).

$$\frac{\delta \frac{P_{pt}}{P_{in}}(q)}{\delta q} = 0 \quad (1.66)$$

A equação (1.66) resulta uma equação implícita que só pode ser resolvida utilizando método numérico.

Resolvendo pelo MATHCAD™ chega-se,

$$q = 0.813 \quad (1.67)$$

e resulta em

$$FP = 0,78 \quad (1.68)$$

Para poder visualizar melhor o significado da otimização, representamos a equação (1.65) na figura 1.6, onde fazemos $D=q$.

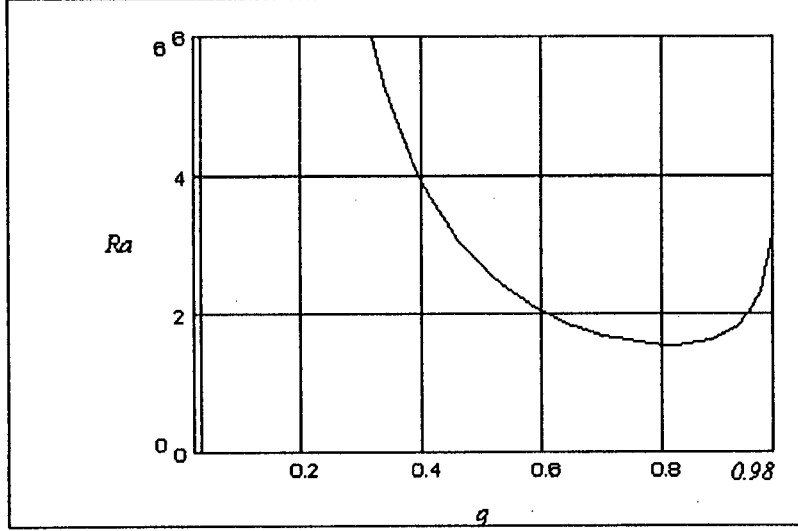


Fig. 1.6: Relação entre perda das chaves da ponte e a potência processada pela

estrutura em MCD. Onde $Ra = \frac{P_{pt}}{P_{in}} \cdot \frac{3}{8 \cdot \pi} \cdot \frac{R_{eq}}{R_{DS(on)}}$

1.8) CORRENTE EFICAZ NO TRANSFORMADOR

A corrente que passa pelo transformador é dada pela soma das correntes A_9 e A_{10} . Então,

$$I_{Tef}^2 = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi} (A_{9ief}^2 + A_{10ief}^2) \cdot d\theta \quad (1.69)$$

$$I_{Tef}^2 = \frac{V_m^2 \cdot T_s^2 \cdot D^3}{6 \cdot \pi \cdot L_{eq}^2} \cdot \left[\left(\frac{q}{3} + \frac{2}{3q} \right) \cdot \sqrt{1-q^2} - \frac{\pi}{2} + \sin^{-1}(q) \right] \quad (1.70)$$

Um fato curioso observado é que no MCD, a estrutura comporta-se da mesma maneira, tanto com indutor de filtro L_0 colocado depois do retificador de saída quanto

com ele colocado em série com o primário do transformador, uma vez que $L_{eq}=L_s+L'_o$.

Para reduzir as perdas de condução no indutor e facilitar a comutação dos diodos do retificador de saída deve-se colocar o indutor L'_o em série com primário do transformador. Esta disposição ganha também no aspecto de construção. Pela expressão 1.43, L_{eq} diminui com o aumento da potência, isso significa que para potências elevadas, L_{eq} é bastante pequeno e esse valor é ainda agravado pelo uso do transformador. Logo, em alguns casos a confecção de L_o na saída é praticamente impossível. Como a indutância no primário não sofre a redução de $(n_s/n_p)^2$, facilitaria a viabilidade prática.

1.9) ESTUDO DE COMUTAÇÃO DOS BRAÇOS DA PONTE

Devido a natureza específica do modo de operação dos braços da ponte, as comutações dos braços devem ser estudadas separadamente para que se possa dimensionar adequadamente os componentes dos circuitos auxiliares.

1.9.a) Comutação Do Braço Direito (chaves S_2 e S_3):

Este braço realiza a comutação na entrada do ciclo de carga do indutor L_{eq} como a estrutura opera em MCD, então o circuito equivalente fica representado na Fig. 1.7a.

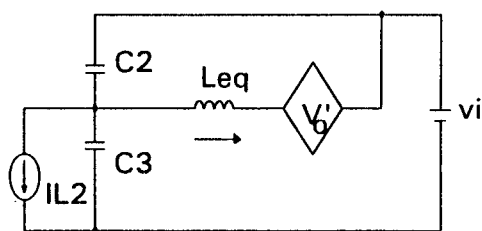


Fig. 1.7a: Circ. equival. do braço direito durante o período de comutação.

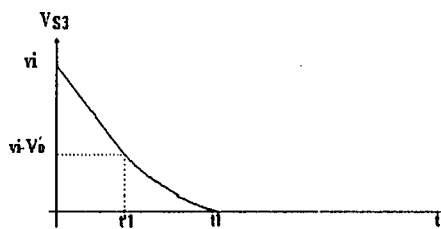


Fig. 1.7b: Evolução de tensão sobre chave S_3 .

Fazendo as seguintes atribuições;

$$C_r = C_2 + C_3 \quad (1.71)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{(C_r + L_{eq})}} \quad (1.72)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}} \quad (1.73)$$

Temos o seguinte plano de fase descrevendo a evolução das grandezas relevantes a partir de t'_1 da Fig. 1.8b.

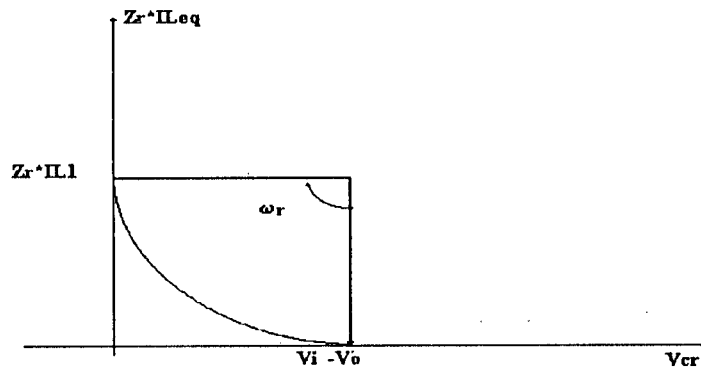


Fig. 1.8: Plano de fase da ressonância da comutação

Conforme o plano de fase da Fig. 1.8, temos,

$$Z_r I_{L2} \geq v_i - V_o' \quad (1.74)$$

$$I_{L2} \geq \frac{v_i - V_o'}{Z_r} \quad (1.75)$$

Logo,

$$L_2 \leq \frac{v_i}{2 \cdot 4 \cdot f_s \cdot I_{L2}} \quad (1.76)$$

$$L_2 \leq \frac{v_i}{8 \cdot f_s \cdot \frac{v_i - V_o'}{Z_r}} \quad (1.77)$$

$$L_{2 \max} \leq \frac{Z_r}{8 \cdot f_s \cdot (1 - q)} \quad (1.78)$$

O tempo entre os gatilhos deve ser maior que t_1 da Fig. 1.5b, o qual pode calculado da seguinte maneira

$$\Delta t'_1 = C_r \cdot \frac{V_o'}{I_{L2}} \quad (1.79)$$

$$\Delta t_r = \frac{\text{sen}^{-1}\left(\frac{V_I - V_o'}{Z_r \cdot I_{L2}}\right)}{\omega_r} \quad (1.80)$$

então,

$$t_{d2 \min} = \frac{V_o' \cdot C_r}{I_{L2}} + \frac{\text{sen}^{-1}\left(\frac{V_I - V_o'}{Z_r \cdot I_{L2}}\right)}{\omega_r} \quad (1.81)$$

$$t_{d2 \max} = \frac{V_o' \cdot C_r}{I_{L2}} + \frac{\text{sen}^{-1}\left(\frac{V_I - V_o'}{Z_r \cdot I_{L2}}\right)}{\omega_r} + \frac{L_{eq} \cdot \sqrt{(Z_r \cdot I_{L2})^2 - (V_I - V_o')^2}}{(V_I - V_o') \cdot Z_r} \quad (1.82)$$

Logo

$$t_{d2 \min} \leq t_{d2} \leq t_{d2 \max} \quad (1.83)$$

1.9.b) Comutação Do Braço Esquerdo (chaves S_1 e S_4)

Este braço realiza a comutação na entrada do ciclo de descarga do indutor L_{eq} , o que facilita a comutação tanto mais quanto maior for a corrente de pico do indutor. Logo, a condição mais crítica ocorre quando v_i for menor que V_o' , então a expressão de I_{L1} é representada na equação (1.84).

$$I_{L1} = C_r \cdot \frac{V_I}{t_{d1}} \quad (1.84)$$

e

$$L_1 = \frac{V_I}{2 \cdot 4 \cdot f_s \cdot I_{L1}} \quad (1.85)$$

Substituindo a eq. (1.84) em eq. (1.85) obtemos

$$L_{1\text{ máx}} \leq \frac{t_{d1}}{8 \cdot f_s \cdot C_r} \quad (1.86)$$

Onde t_{d1} deve ser definido como um parâmetro de projeto.

1.10) ANÁLISE E PROJETO DE FILTRO DE ENTRADA

O objetivo do filtro de entrada é eliminar os componentes de altas frequências provocadas pelo chaveamento do estágio de potência, deixando passar os componentes de baixas frequências, principalmente a corrente da frequência da rede, chamada daqui em diante de frequência fundamental, a qual é proporcional à potência processada.

Para fins de correção de fator de potência, o filtro de entrada não deve distorcer a fase da corrente fundamental, pois o fator de potência é influenciado pelo $\cos(\Phi)$, onde Φ é o ângulo de defasagem entre a fundamental de corrente e a fundamental de tensão.

Para efeito de análise do comportamento de filtro de entrada na frequência fundamental, o conversor pode ser representado por uma resistência, já que a corrente fundamental do conversor está em fase com a tensão aplicada na sua entrada.

A estrutura escolhida para o filtro é simplesmente uma rede LC representada na Fig. 1.9a e o circuito equivalente para frequência fundamental está representada na Fig. 1.9b.

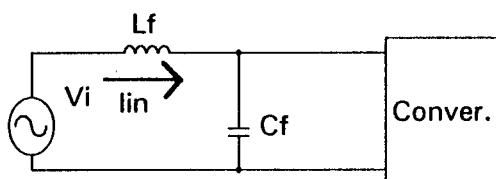


Fig. 1.9a: Estrutura do filtro de entrada.

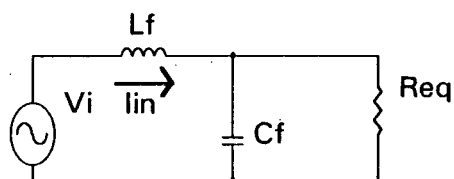


Fig. 1.9b: Circuito equivalente na freq. fundamental.

onde

$$R_{eq} = \frac{V_{ief}^2}{P_{in}} \quad (1.87)$$

Assim, $I_{in} = \frac{V_i}{Z_{in}}$ (1.88)

ou
$$I_{in}(s) = \frac{V_i(s)}{R_{eq}} \frac{\frac{s}{Z_o} + 1}{\frac{s^2}{\omega_o^2} + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + 1}$$
 (1.89)

onde

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}}, \quad Q = R_{eq} \cdot \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \quad \text{e} \quad Z_o = \frac{1}{R_{eq} \cdot C_f}$$

Para que o filtro seja suave em relação à frequência da rede, isto é, a influência exercida pelo filtro seja pequena tanto na fase quanto na amplitude para frequência fundamental, os pólos e zeros devem estar suficientemente afastados e o Q do filtro não pode ser muito pequeno. No entanto, isto poderia resultar uma indutância muito grande. A partir da equação (1.89), podemos estipular um ângulo de defasagem dado pela inserção do filtro, e este ângulo é dado pela equação (1.90).

$$\Phi = \arg\left(\frac{j \frac{377}{Z_o} + 1}{j \frac{377}{Q \cdot \omega_o} + 1 - \frac{377^2}{\omega_o^2}}\right) \quad (1.90)$$

Podemos agora relacionar Z_o e ω_o através de Q da seguinte forma,

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (1.91)$$

$$Q = R_{eq} \cdot \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \quad L_f = R_{eq}^2 \cdot \frac{C_f}{Q^2} \quad (1.92)$$

$$Z_o = \frac{1}{R_{eq} \cdot C_f} \quad (1.93)$$

Assim,

$$\omega_o = \frac{Q}{R_{eq} \cdot C_f} = Q \cdot Z_o \quad (1.94)$$

Unindo eq. (1.90) e eq. (1.92), obtemos

$$\Phi = \arg\left(\frac{j \frac{377 \cdot Q}{\omega_o} + 1}{j \frac{377}{Q \cdot \omega_o} + 1 - \frac{377^2}{\omega_o^2}}\right) \quad (1.95)$$

Para frequências altas, o circuito equivalente do filtro está representado na Fig.

1.10.

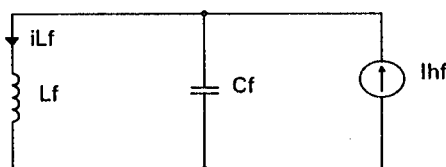


Fig. 1.10: Circuito equivalente do filtro nas altas frequências.

Desta forma, a função de transferência fica determinada como segue,

$$\frac{i_{Lf}(s)}{i_{hf}(s)} = \frac{\frac{1}{s \cdot C_f}}{s \cdot L_f + \frac{1}{s \cdot C_f}} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 + 1} \quad (1.96)$$

Passos de Projeto do Filtro de Entrada

1) Determinar $R_{eqm\acute{a}x}$ e $R_{eqm\acute{i}n}$ para potência mínima e máxima respectivamente, através da eq. (1.87).

2) Definir ω_o para atender a especificação de atenuação, lembrando que a função de transferência dada pela eq. (1.96) dá uma atenuação de 40 dB/dec a partir da frequência de corte.

3) A partir da especificação de máxima defasagem tolerável definida para o filtro, determine $Q_{m\acute{a}x}$ utilizando a eq. (1.95).

4) Com $Q_{m\acute{a}x}$, determine o valor de C_f utilizando a eq. (1.93) e o valor de L_f com eq. (1.92).

5) Verifique a defasagem e a atenuação usando valor comercial do capacitor.

1.11) ANÁLISE E PROJETO DE FILTRO DE SAÍDA

Num conversor CC-CC convencional, a saída é constituída por um filtro de segunda ordem formado por L_O e C_O .

Como esta configuração trabalha no modo MCD, e é usada para correção de fator de potência, apenas o capacitor C_O tem a função de filtragem. Assim, decompondo a corrente do retificador em uma parcela de corrente contínua e uma parcela de corrente alternada de 120Hz (dobro da frequência da rede devido a retificação), podemos estimar o valor do capacitor C_O para uma dada especificação do "ripple" na saída.

A corrente do retificador desconsiderando as componentes de alta frequência é dada em seguinte expressão,

$$I_{o\text{imd}} = \frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{V_m \cdot D^2 \cdot T_s}{4 \cdot L_{eq}} \cdot (\sin(\theta) - q) \cdot \left(1 + \frac{\sin(\theta) - q}{q}\right) \quad (1.97)$$

$$I_{o\text{imd}} = \frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{V_m \cdot D^2 \cdot T_s}{4 \cdot L_{eq}} \cdot \left(\frac{\sin^2(\theta)}{q} - \sin(\theta)\right) \quad (1.98)$$

e a forma de onda fica como está na Fig. 1.11

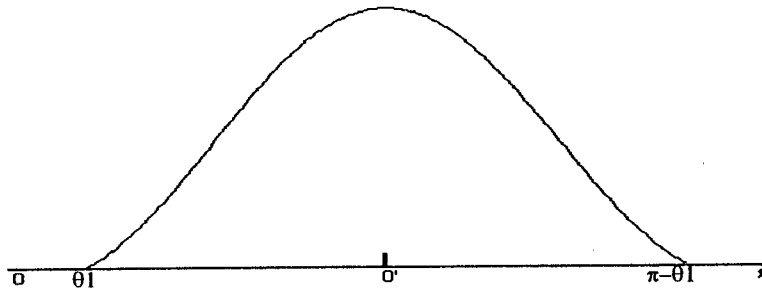


Fig. 1.11: Forma de onda do valor médio instantâneo da corrente no indutor de saída.

Deslocando a origem para $0'$ temos

$$I_{oimd} = \frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{V_m \cdot D^2 \cdot T_s}{4 \cdot L_{eq}} \cdot \left(\frac{\cos^2(\theta)}{q} - \cos(\theta) \right) \quad (1.99)$$

fazendo análise de Fourier temos,

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2} + \theta_1}^{\frac{\pi}{2} - \theta_1} \left[\frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{V_m \cdot D^2 \cdot T_s}{4 \cdot L_{eq}} \cdot \left(\frac{\cos^2(x)}{q} - \cos(x) \right) \cdot \cos(2 \cdot x) \right] \cdot dx \quad (1.100)$$

$$a_1 = \frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{V_m \cdot T_s \cdot D^2}{4 \cdot L_{eq} \cdot \pi} \cdot \left[\frac{1}{q} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q) \right) - \frac{1+2 \cdot q^2}{3} \cdot \sqrt{1-q^2} \right] \quad (1.101)$$

Logo a componente alternada fica,

$$i_o = \frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{V_m \cdot T_s \cdot D^2}{4 \cdot L_{eq} \cdot \pi} \cdot \left[\frac{1}{q} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q) \right) - \frac{1+2 \cdot q^2}{3} \cdot \sqrt{1-q^2} \right] \cdot \cos(754 \cdot t) \quad (1.102)$$

Esta corrente integrada pelo capacitor C_o causará uma ondulação de tensão dada pela expressão da eq. (1.103)

$$\Delta V_o = \frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{V_m \cdot T_s \cdot D^2}{4 \cdot L_{eq} \cdot \pi} \cdot \frac{2}{754 \cdot C_o} \cdot \left[\frac{1}{q} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q) \right) - \frac{1+2 \cdot q^2}{3} \cdot \sqrt{1-q^2} \right] \quad (1.103)$$

Logo, C_o é dado pela eq. (1.104).

$$C_o = \frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{V_m \cdot T_s \cdot D^2}{4 \cdot L_{eq} \cdot \pi} \cdot \frac{2}{754 \cdot \Delta V_{o\max}} \cdot \left[\frac{1}{q} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q) \right) - \frac{1+2 \cdot q^2}{3} \cdot \sqrt{1-q^2} \right] \quad (1.104)$$

Para atender a especificação de "ripple" de alta frequência, dimensionamos o RSE do capacitor conforme a eq. (1.105).

$$RSE \leq \frac{2 \cdot \Delta v_o \cdot L_{eq}}{V_m \cdot D \cdot T_s} \quad (1.105)$$

1.12) GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR

Para obter o ganho estático da estrutura, relacionamos q com a corrente média de saída normalizada, assim, integrando a soma de A_{9imd} com A_{10imd} tem-se,

$$\overline{I_{oimd}} = \frac{D^2 \cdot T_s}{4 \cdot L_{eq}} \cdot \frac{1}{q \cdot \pi} \cdot \left[\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q) - q \cdot \sqrt{1-q^2} \right] \quad (1.106)$$

Com isso, tirando a constante da equação (1.106) tem-se,

$$\overline{I_{omd}}' = \frac{D^2}{q} \cdot \left[\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q) - q \cdot \sqrt{1-q^2} \right] \quad (1.107)$$

A equação (1.107) relaciona q com a corrente de saída, tendo a razão cíclica D como parâmetro. Ela está representada graficamente em forma de ábaco na Fig. 1.11 para orientar no projeto.

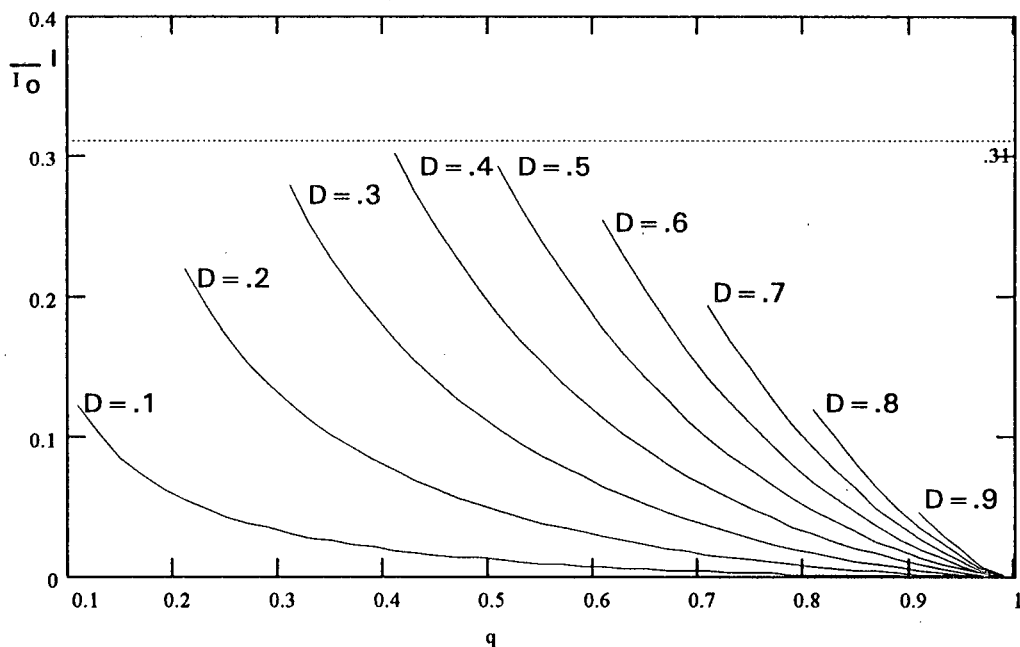


Fig. 1.12: Ábaco com uma família de curvas do ganho estático do conversor. As curvas são funções de $\overline{I_o}'$ em relação a q , parametrizada pela razão cíclica D .

1.13) CONCLUSÃO

A topologia "FB PWM-ZVS" operando em MCD foi proposta para funcionar como conversor CA-CC de alto fator de potência neste capítulo. Estudou-se a sua estrutura fazendo uma análise completa. Neste estudo, obteve-se as principais equações e gráficos que permitem o projeto do conversor.

Alguns resultados interessantes foram encontrados ao longo da análise. Entre eles podemos citar:

a) fator de potência: o FP do conversor é definido pela eq. (1.52). Ele é função exclusiva de q , o que significa que o FP é um parâmetro de projeto e pode ser manipulado de acordo com as necessidades de aplicação;

b) perdas de condução: as perdas de condução nos transistores apresentam valores bastante significativos, o que limitam a faixa de aplicação. Com as atuais tecnologias disponíveis em MOSFET, o conversor não conseguiria ultrapassar a barreira do 700W. No entanto, este limite pode ser mudado com a utilização dos IGBTs;

c) filtro de entrada: da análise feita sobre o filtro de entrada através da transformada de Laplace, concluiu-se que a inserção do filtro provoca uma defasagem na corrente fundamental da entrada. Logo, o mal dimensionamento do filtro pode reduzir significativamente o FP do conversor. Por isso, estabeleceu-se um procedimento de projeto para o filtro de entrada, onde a atenuação e a defasagem formam os parâmetros de partida, de tal forma que estas variáveis sejam controláveis pelo projetista;

Para finalizar, este capítulo provou teoricamente o fato de que a topologia "FB PWM-ZVS" em MCD, pode operar com alto fator de potência, desde que projetamos adequadamente o conversor.

CAPÍTULO II

PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CA-CC "FB PWM-ZVS" DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EM MCD

2.1) INTRODUÇÃO

Com o intuito de comprovar as relações matemáticas obtidas na análise teórica, projetaremos um conversor para ser simulado no programa SCVOLT. Este projeto tem as seguintes especificações.

$$v_{ief} = 127 \text{ V}$$

$$P_o = 350 \text{ W}$$

$$V_o = 48 \text{ V}$$

$$f_s = 50 \text{ kHz}$$

$$FP = 0,97$$

A escolha do fator de potência não é uma tarefa arbitrária, pois ele define as demais etapas de projeto. Um FP muito elevado apresenta poucos harmônicos, mas é necessário um "q" muito pequeno, o qual implica em elevação das perdas de condução nas chaves e em mal dimensionamento do transformador. Por outro lado, um "q" alto que possibilita baixas perdas, resulta um FP muito baixo, tendo os conteúdos harmônicos acima dos exigidos pela norma. Logo, o FP normalmente é escolhido visando em atender o compromisso entre o rendimento e o conteúdo harmônico. Baseada nas equações (1.52) e (1.65), podemos concluir que quando q está compreendido entre 0,25 a 0,4, obtemos um fator de potência confinado entre 0,965 a 0,987, sem causar maiores perdas. As especificações do presente projeto não levam em conta esses critérios, já que ele tem apenas objetivo de comprovar a análise teórica.

2.2) PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

A partir de v_{ief} obtemos,

$$V_m = 179.6 \text{ V}$$

Da equação (1.52) obtemos,

$$q = 0,3757 \text{ e } D_{\text{máx}} = 0,3757, \text{ então}$$

$$V'_o = 67.47 \text{ V}$$

$$\text{De } f_s = 50 \text{ KHz, temos então } T_s = 20 \mu\text{s}$$

Estipulando um rendimento de 85% para o conversor tem-se $P_{in} = P_o \times (1+.15)$. Assim, utilizando a equação (1.42) obtemos o valor da indutância L_{eq} ,

$$L_{eq} = 15,07 \mu\text{H}$$

Com isso podemos agora definir os esforços na chaves, no transformador e no indutor, de maneira que possibilite seus dimensionamentos.

Pela equação (1.60) chegamos a

$$I_{\text{tef}}^2 = P_{pt} / (4 \times R_{ds(on)}), \text{ com isso,}$$

$$I_{\text{tef}} = 45,943 \text{ A}$$

$$I_{\text{tef}} = 6,778 \text{ A}$$

A equação (1.3) nos dá a corrente de pico máximo

$$I_p = 27,95 \text{ A}$$

Com isso, podemos dimensionar os parâmetros dos transistores MOSFET,

$$V_m = 179,6 \text{ V} \quad I_{\text{tef}} = 6,778 \text{ A e} \quad I_p = 27,95 \text{ A}$$

Para o transformador

$$n = 67,47 / 48 = 1,40$$

A corrente eficaz que passa no transformador é dada pela equação 1.70,

$$I_{\text{Tef p}} = 9,586 \text{ A}$$

$$\text{e } I_{\text{Tef s}} = 13,42 \text{ A}$$

Assim os parâmetros do transformador são,

$$V_m = 179,6 \text{ V} \quad I_{\text{Tef p}} = 9,586 \text{ A} \quad n = 1,4$$

O indutor do filtro de saída pode ser calculado refletindo ($L_{eq} - L_s$) para secundário do transformador, desta forma,

$$L_o = \frac{L_{eq} - L_s}{n^2}$$

Estipulando que a indutância de dispersão do transformador seja aproximadamente 5 μH , temos então,

$$L_o = 5,14 \mu\text{H}$$

Nos circuitos auxiliares, projetamos em primeiro lugar o filtro de entrada. Para uma potência mínima em torno de 35W, escolhe-se uma defasagem de cerca de 20°, e uma atenuação de 80 dB em toda faixa de potência. Assim, temos da equação (1.96), a frequência de corte do filtro,

$$\omega_o = 12565,74$$

o qual implica um fator de qualidade Q dado pela equação (1.95), resolvendo-a temos

$$Q = 12,22$$

pela potência máxima e potência mínima, obtemos as resistências equivalentes do conversor expressas pela $R_{eq} = v_{ief}^2 / P_{in}$, logo

$$R_{eq \text{ min}} = 46,1 \Omega \quad \text{e} \quad R_{eq \text{ máx}} = 460,8 \Omega$$

Assim, pela equação 1.94 tem-se $C_f = 2,11 \mu\text{F}$ logo, $L_f = 3 \text{ mH}$

O capacitor de filtro de saída é projetado para atender a especificação de uma variação de 10% de tensão de saída na potência plena, assim a equação (1.104) nos dá a capacitância necessária,

$$C_o = 5,716 \text{ mF}$$

Para dimensionar o circuito de auxílio a comutação, estipula-se um capacitor ressonante C_r de 2 nF, visto que as capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs são da ordem de 1 nF. Assim,

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}}$$

$$Z_r = 86,8 \Omega$$

$$\text{e} \quad L_2 = 347,6 \mu\text{H}$$

Por segurança, fazemos também $L_1 = 347,6 \mu\text{H}$.

2.3) VERIFICAÇÃO POR SIMULAÇÃO

Este conversor assim projetado foi simulado pelo programa de simulação de conversores estáticos SCVOLT, e o resultado da simulação estão representados na seguintes figuras.

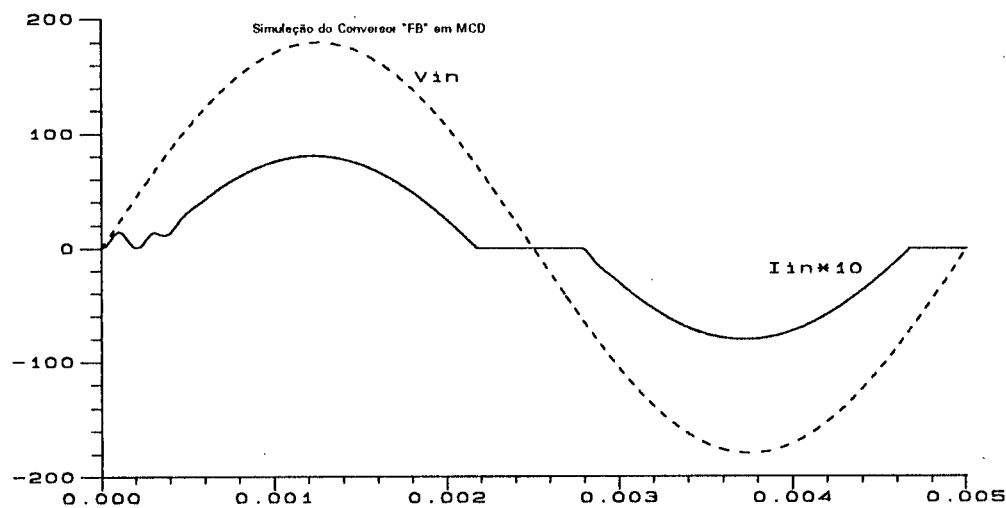


Fig. 2.1: Formas de onda da tensão da rede (vi) e a corrente de entrada (Ii x 15).

A figura 2.1 mostra as formas das ondas da tensão de entrada e da corrente de entrada, elas comprovam a equação (1.7). O período da onda de 5 mili-segundos serviu para reduzir o trabalho computacional.

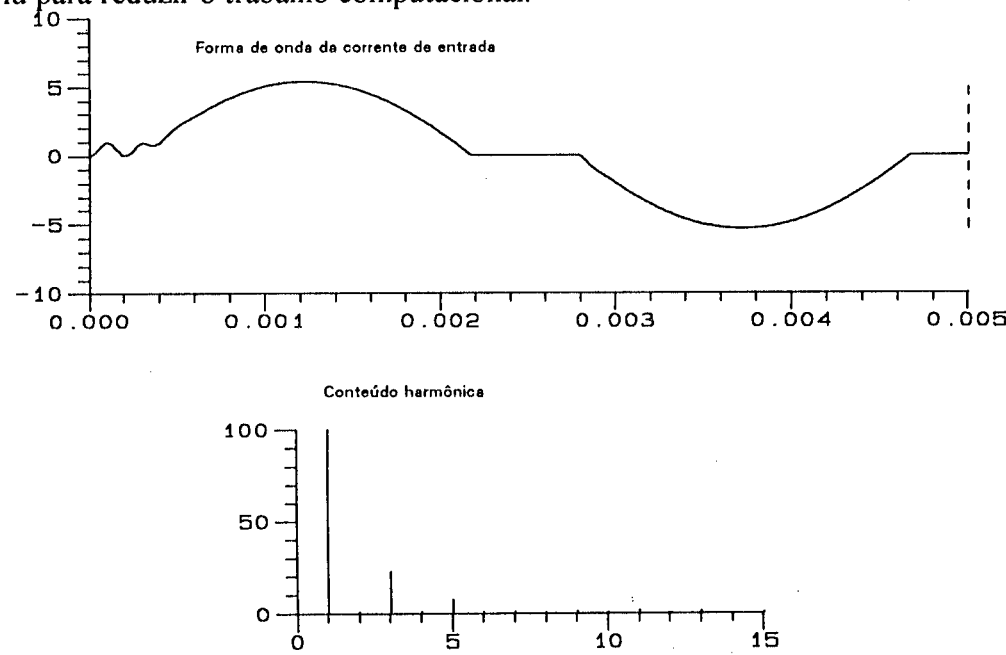


Fig. 2.2: Forma de onda da corrente de entrada e seu espectro de harmônicos.

Na figura 2.2 está a corrente de entrada e o seu conteúdo harmônico, pode-se observar que apenas a terceira e a quinta harmônica têm valores expressivos.

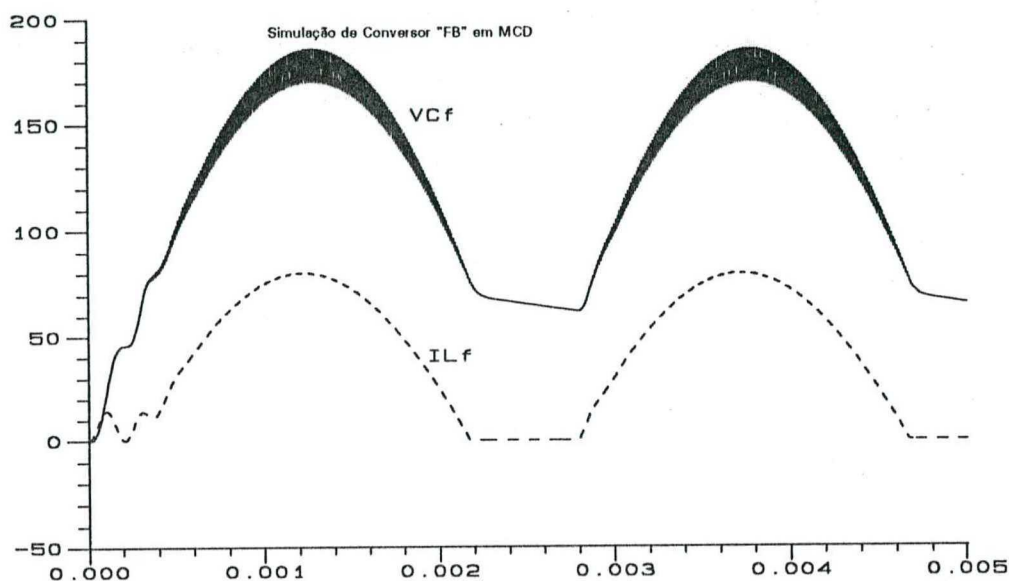


Fig. 2.3: Formas de ondas da corrente do indutor do filtro de entrada ($I_{Lf} \times 15$) e da tensão do capacitor de filtro de entrada (V_{Cf}).

A Fig. 2.3 apresenta a corrente no indutor e a tensão sobre o capacitor do filtro de entrada, observa-se que a ondulação de corrente é impossível de ser notada no gráfico, comprovando o cálculo teórico, pois idealmente falando, a ondulação de corrente é menor que 2.8 mA. A tensão sobre o capacitor de filtro é praticamente igual a senoide retificada, exceto pelo nível de tensão contínua retido durante o período de não condução da rede. Este nível CC é devido a carga retida no capacitor do filtro durante o ciclo de condução, mas no momento em que a tensão da rede for menor do que a tensão de saída refletida, pára o fluxo de energia efetiva no capacitor do filtro, ficando apenas a energia reativa circulante, no entanto, a energia reativa não retira carga do capacitor, logo a retenção permanece até o próximo período de condução.

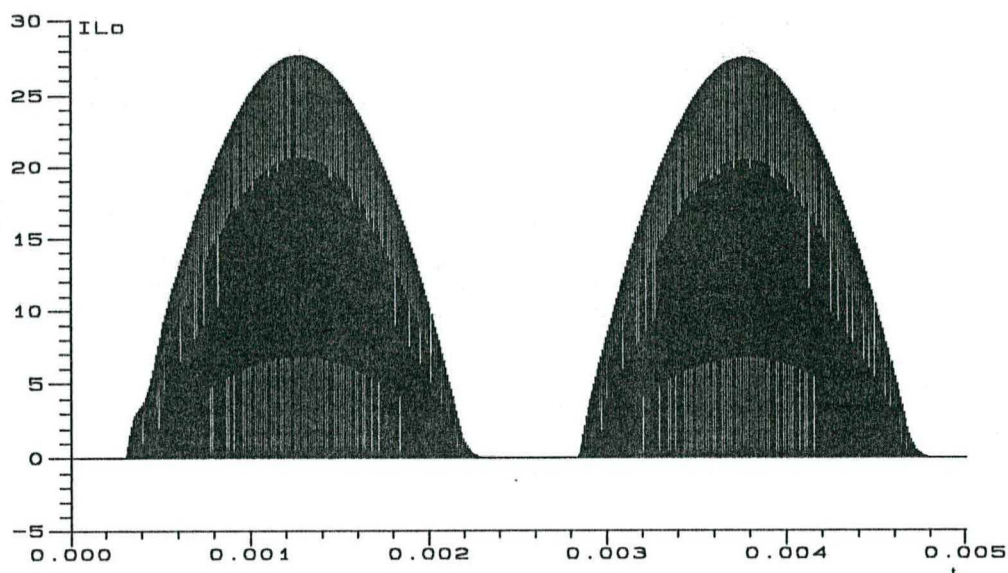


Fig. 2.4: Forma de onda da corrente no indutor do filtro de saída (I_{Lo}).

A corrente do indutor de saída está mostrada na figura 2.4, e um detalhe no pico da curva envoltória é mostrado na figura 2.5

A Fig. 2.5 comprova a condução descontínua, pois a corrente do indutor atinge a zero a cada ciclo. Podemos notar que o valor do pico de corrente é de aproximadamente 28 A, o qual confirma o valor teórico.

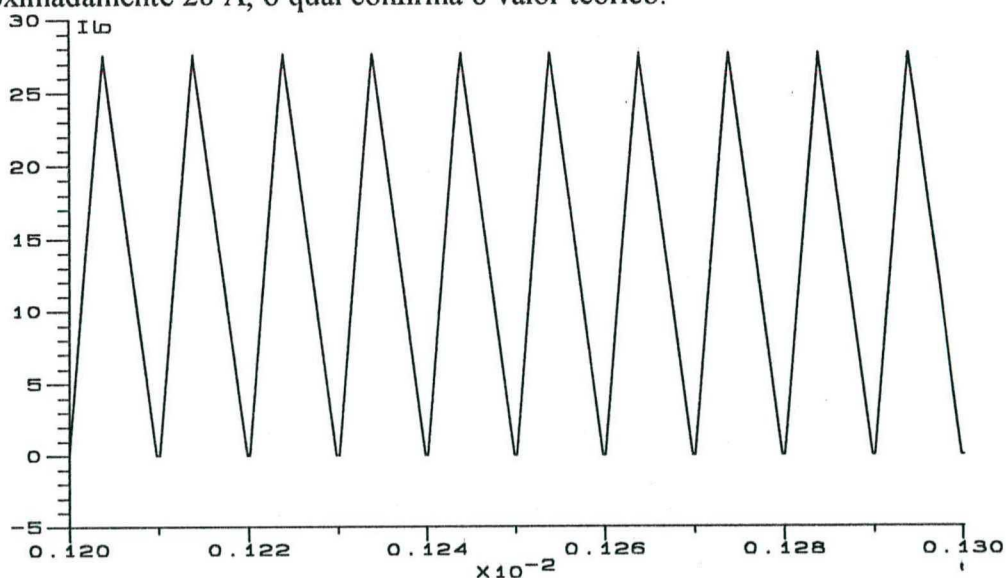


Fig. 2.5: Um detalhe da corrente no indutor do filtro de saída.

Com a finalidade de comparar os resultados de simulação com os valores teóricos, montamos uma pequena tabela.

	Simulado	Teórico
FP	0,972	0,97
Po	406,095 W	402,5 W
I _p	27,64 A	27,95 A

As pequenas diferenças ocorridas, devem-se principalmente à resolução numérica do simulador.

2.4) CONCLUSÃO

Neste capítulo, projetou-se um conversor real com as equações obtidas na análise teórica. O procedimento de projeto foi mostrado passo-a-passo.

Os valores dos componentes do conversor projetado foram simulados no SCVOLT, e apresentou resultados que comprovam as equações utilizadas.

Com isso, podemos concluir que os objetivos de estudo da topologia "FB PWM-ZVS" em MCD para utilização em conversores CA-CC de alto fator de potência foram alcançados, pois, foi possível a obtenção de um conversor CA-CC isolado, de alto fator de potência ($FP = 0,97$), com comutação não dissipativa ("ZVS"), robusto com emprego do tiristor dual, sem circuito auxiliar de partida e de frequência de modulação fixa. Ele apresenta limitações na potência processada devido altas correntes eficazes que passam pelas chaves.

CAPÍTULO III

CONVERSOR CA-CC "FB PWM-ZVS" DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EM MCC

3.1) INTRODUÇÃO

O conversor CA-CC apresentado anteriormente, apesar de sua simplicidade, é pouco provável de ser realizado na prática, para médias e altas potências, já que a corrente eficaz nos elementos magnéticos e semicondutores (transistores e diodos) é bastante elevada, isto deve-se principalmente a sua forma de onda triangular.

Com o objetivo de tornar possível a utilização do conversor CA-CC ponte completa de alto fator de potência nas médias e altas potências, viu-se a possibilidade de operar o conversor em Modo de Condução Contínua, na qual a corrente nos elementos magnéticos e semicondutores têm forma de onda praticamente retangular, o que significa uma redução de valor eficaz e de pico para uma mesma determinada potência processada. A Fig. 3.1 demonstra este princípio, onde a forma de onda quadrada tem um valor eficaz menor que a forma de onda triangular, porém elas têm mesmo valor médio.

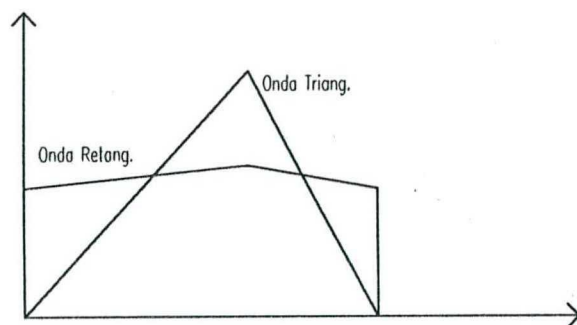


Fig. 3.1: Comparativo entre a forma de onda triangular e a forma de onda quadrada.

Por outro lado, a simplicidade do conversor anterior não mais pode ser aplicada aqui. O conversor em questão operando com razão cíclica constante apresentaria uma corrente de entrada bastante distorcida. Para entender a explicação deste fato, deve-se analisar o processo de transferência de potência do conversor "FB.". Este processo assemelha-se com o do conversor "BUCK", exceto a redução da razão cíclica efetiva provocada pela indutância de ressonância L_s que só aparece nos conversores "FB" no modo de condução contínua.

A ref. [3] mostra, através de resolução do equacionamento matemático de um conversor "BUCK" em condução contínua, a forma de onda da corrente de entrada após o retificador para uma dada razão cíclica fixa. Essa forma de onda é bastante distorcida em relação ao semi-ciclo de um senóide, logo, nessas condições, o conversor "Buck" apresenta um baixo fator de potência.

No caso do conversor "FB.", não houve um estudo detalhado para a condição de razão cíclica constante, apenas tomou-se um circuito específico com valores determinados para simulação no SCVOLT. O circuito simulado está na Fig. 3.2 e o resultado da simulação está na Fig. 3.3.

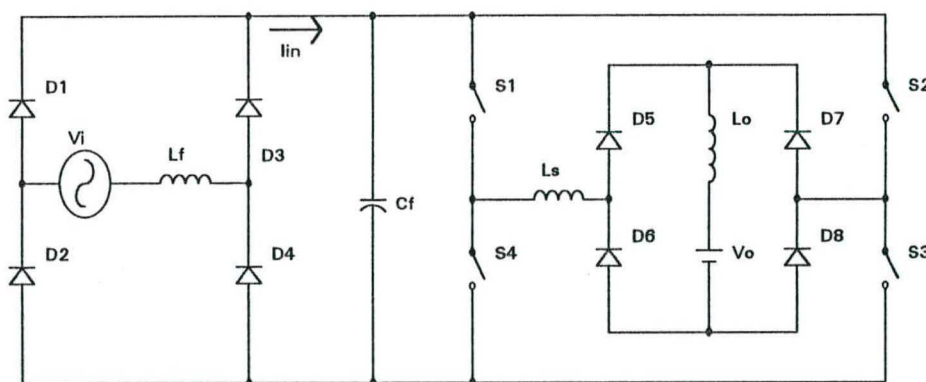


Fig. 3.2: Conversor em MCC utilizado para simulação com razão cíclica constante.

Através do resultado da simulação pode-se chegar a conclusão de que o método não é praticável, pois o FP é muito baixo, visto que a forma de onda da corrente da Fig. 3.3 é bastante diferente do semi-ciclo da senóide

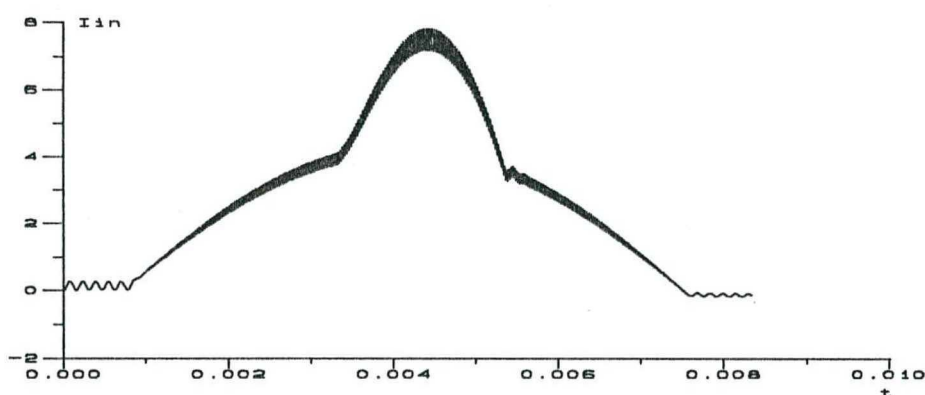


Fig. 3.3: Corrente de entrada do conversor em MCC com razão cíclica constante.

Em vista dessa particularidade, o conversor "FB" em MCC para a correção de fator de potência exige um controle ativo mais complexo do que o do conversor em MCD, o qual implicaria em um custo maior.

O termo "controle ativo" é usado quando o controlador varia a razão cíclica, com o objetivo de manter as grandezas próximas ou iguais às suas respectivas referências independentes. No entanto, o que esse controle difere do convencional é o fato da gama de variação dele ser bem maior e é mais rápido na resposta, pois ele deve ser capaz de acompanhar as mudanças das diversas variáveis do sistema durante meio ciclo da rede, periodicamente. As grandezas monitoradas e controladas normalmente estão intimamente relacionadas com a função para qual o conversor o está destinado.

Num conversor CA-CC, uma das grandezas relevantes é a tensão de saída, já que é ela que determina a potência de saída para uma determinada condição de carga. Essa grandeza normalmente segue uma referência estática, exceto durante a partida do conversor devido ao artifício de "soft start".

Para que esse mesmo conversor consiga um alto fator de potência, a outra grandeza a ser controlada é a corrente de entrada, esta por sua vez deve seguir um formato de referência e não somente obter máximo fator de potência, mas também possa satisfazer certas exigências como as da norma IEC-555-2 classe D (apêndice A), sem abrir mão da estabilidade.

Como pode-se observar, o sistema a ser controlado é um sistema de duas variáveis, isto é, tem duas grandezas controladas e duas referências a serem seguidas.

No entanto, varia-se apenas a razão cíclica para que o sistema seja controlável e realizável na prática com um mínimo de circuitos. A solução utilizada para resolver este impasse dada pela literatura técnica é o uso de um multiplicador analógico entre os dois laços (variável e sua respectiva referência). Este método está apresentado em forma de diagrama em blocos na Fig. 3.4.

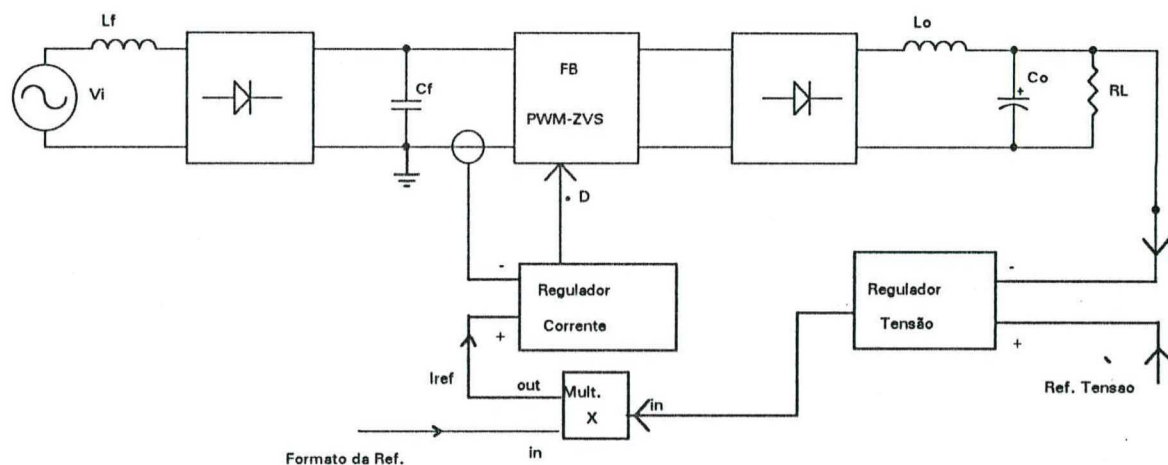


Fig. 3.4: Esquema em blocos da estratégia de controle utilizada para o conversor.

A partir desta figura, pode-se visualizar a seguinte estratégia de controle. O bloco regulador de tensão compara a referência com a tensão de saída, desta comparação resulta uma saída que multiplica-se com o formato da referência, resultando a referência da corrente, a qual é utilizada pelo bloco regulador de corrente para controlar a corrente de entrada através da regulação da razão cíclica. A saída do bloco regulador de tensão é suficientemente lenta para considerá-la como uma constante durante um semi-ciclo da rede, então, a sua variação devido a variação da carga modifica a amplitude da referência de corrente sem alterar o seu formato. Com isso, conseguimos a preservação do formato da corrente. Por outro lado, as mudanças da amplitude da referência da corrente fazem alterar a amplitude da corrente de entrada através do bloco regulador de corrente, a qual determina a potência processada, e assim conseguimos regular a tensão de saída.

3.2) FORMATO DA REFERÊNCIA DE CORRENTE E SEU CONTEÚDO HARMÔNICO

O estudo do funcionamento dos conversores "FB" ou "BUCK" nos revela que enquanto a tensão de entrada esteja menor que a tensão de saída refletida nas chaves, não haveria processamento de potência, logo, a corrente de entrada é nula. Desta forma, a referência de corrente pode ter basicamente dois formatos.

O primeiro formato de referência está apresentado na Fig. 3.5. Ele é igual o meio período de uma senóide, porém cortada nas pontas.

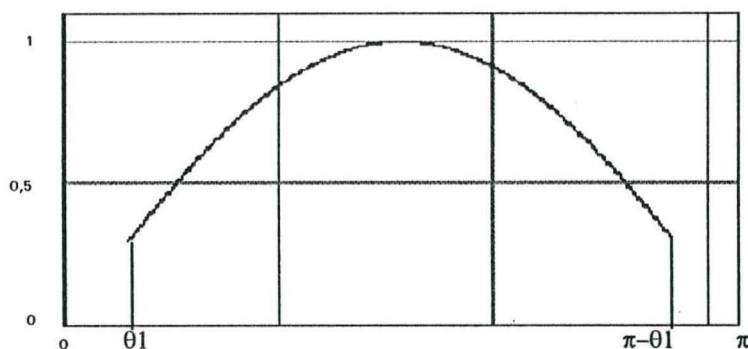


Fig. 3.5: Forma de onda de um semi-ciclo do primeiro formato da referência de corrente.

O equacionamento matemático da forma de onda está na equação (3.1).

$$I_c(\theta) = \begin{cases} [-\pi, -\pi + \theta_1) & I_c(\theta) = 0 \\ [-\pi + \theta_1, -\theta_1] & I_c(\theta) = A \cdot \text{sen}(\theta) \\ (-\theta_1, \theta_1) & I_c(\theta) = 0 \\ [\theta_1, \pi - \theta_1] & I_c(\theta) = A \cdot \text{sen}(\theta) \\ (\pi - \theta_1, \pi] & I_c(\theta) = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

onde $\theta_1 = \arcsen(q)$ e $q = \frac{V_o'}{V_m}$

Fazendo a análise harmônica em série de Fourier, temos,

$$a_n = 0, \quad b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I_e(\theta) \cdot \text{sen}(n \cdot \theta) \cdot d\theta \quad (3.2)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \left[\int_{-\pi+\theta_1}^{-\theta_1} A \cdot \text{sen}(\theta) \cdot \text{sen}(n \cdot \theta) \cdot d\theta + \int_{\theta_1}^{\pi-\theta_1} A \cdot \text{sen}(\theta) \cdot \text{sen}(n \cdot \theta) \cdot d\theta \right] \quad (3.3)$$

$$b_n = \frac{A}{\pi} \cdot \left\{ \frac{1}{1-n} \cdot [\text{sen}((1-n) \cdot (\pi - \theta_1)) - \text{sen}((1-n) \cdot \theta_1)] + \right. \\ \left. + \frac{1}{1+n} \cdot [\text{sen}((1+n) \cdot \theta_1) - \text{sen}((1+n) \cdot (\pi - \theta_1))] \right\} \quad (3.4)$$

$$b_1 = \frac{A}{\pi} \cdot (\pi - 2 \cdot \theta_1 + \text{sen}(2 \cdot \theta_1)) \quad (3.5)$$

$$b_3 = \frac{A}{\pi} \cdot (-\text{sen}(2 \cdot \theta_1) + \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(4 \cdot \theta_1)) \quad (3.6)$$

$$b_5 = \frac{A}{\pi} \cdot (-\frac{1}{2} \text{sen}(4 \cdot \theta_1) + \frac{1}{3} \cdot \text{sen}(6 \cdot \theta_1)) \quad (3.7)$$

$$b_7 = \frac{A}{\pi} \cdot (-\frac{1}{3} \text{sen}(6 \cdot \theta_1) + \frac{1}{4} \cdot \text{sen}(8 \cdot \theta_1)) \quad (3.8)$$

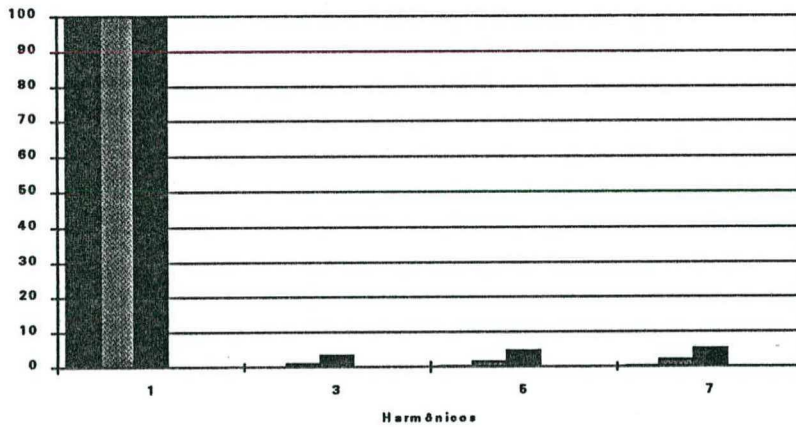


Fig. 3.5: Gráfico de distribuição de harmônicos do primeiro formato de referência.

O gráfico da Fig. 3.6 representa a distribuição dos componentes harmônicos para o formato da referência de corrente da Fig. 3.5. Cabe ressaltar que o comportamento dos harmônicos tem a tendência de crescer com o aumento da ordem,

o qual é problemático em cumprir a norma IEC 555-2, pois ela especifica uma redução de harmônicos com o aumento da ordem. Além disso, o formato possui pontos de descontinuidade, onde a corrente muda abruptamente, exigindo grandes esforços de controle.

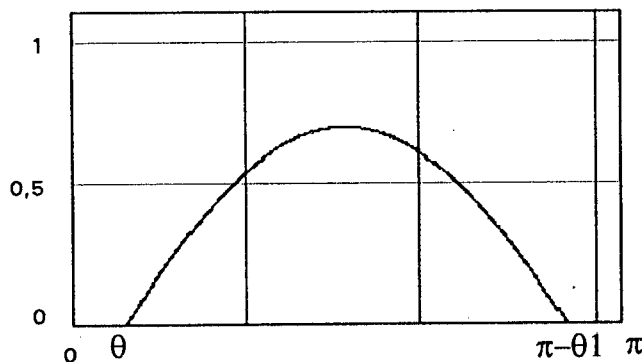


Fig. 3.6: Forma de onda de um semi-ciclo do segundo formato de referência de corrente.

O segundo formato de referência de corrente usa uma senoide ligeiramente alterada. Essa referência está na Fig. 3.6 em linear cheia e tem a forma da parte positiva da senoide retificada subtraída da tensão de saída refletida para o primário do transformador.

Expressando o formato de referência em equações matemáticas, temos,

$$I_e(\theta) = \begin{cases} [-\pi, -\pi + \theta_1] & I_e(\theta) = 0 \\ [-\pi + \theta_1, -\theta_1] & I_e(\theta) = A \cdot (\text{sen}(\theta) + q) \\ (-\theta_1, \theta_1) & I_e(\theta) = 0 \\ [\theta_1, \pi - \theta_1] & I_e(\theta) = A \cdot (\text{sen}(\theta) - q) \\ (\pi - \theta_1, \pi] & I_e(\theta) = 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

onde $\theta_1 = \arcsen(q)$ e $q = \frac{V_o'}{V_m}$

Para analisar o espectro harmônico, aplica-se a análise por série de Fourier na eq. (3.9). Assim,

$$a_n = 0, \quad b_n = \frac{2}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi - \theta_1} (A \cdot \text{sen}(\theta) - \theta) \cdot \text{sen}(n \cdot \theta) \cdot d\theta \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned}
b_n = & \frac{A}{\pi} \cdot \left\{ \frac{1}{1-n} \cdot [\text{sen}((1-n) \cdot (\pi - \theta_1)) - \text{sen}((1-n) \cdot \theta_1)] - \right. \\
& - \frac{1}{1+n} \cdot [\text{sen}((1+n) \cdot (\pi - \theta_1)) - \text{sen}((1+n) \cdot \theta_1)] + \\
& \left. + \frac{2 \cdot q}{n} \cdot [\cos(n \cdot (\pi - \theta_1)) - \cos(n \cdot \theta_1)] \right\} \quad (3.11)
\end{aligned}$$

Avaliando a expressão acima, conclui-se que para n par, b_n é igual a zero.

Para o n ímpar que não seja 1 temos,

$$b_n = -\frac{2 \cdot A}{\pi} \cdot \left[q \cdot \left(\frac{2}{n} + \frac{2 \cdot n}{1-n^2} \right) \cdot \cos(n \cdot \theta_1) - \sqrt{(1-q^2)} \cdot \left(\frac{2}{1-n^2} \right) \cdot \text{sen}(n \cdot \theta_1) \right] \quad (3.12)$$

logo

$$b_3 = \frac{A}{\pi} \cdot \left[\frac{1}{6} \cdot q \cdot \cos(3 \cdot \theta_1) - \frac{1}{2} \cdot \sqrt{(1-q^2)} \cdot \text{sen}(3 \cdot \theta_1) \right] \quad (3.13)$$

$$b_5 = \frac{A}{\pi} \cdot \left[\frac{1}{30} \cdot q \cdot \cos(5 \cdot \theta_1) - \frac{1}{6} \cdot \sqrt{(1-q^2)} \cdot \text{sen}(5 \cdot \theta_1) \right] \quad (3.14)$$

$$b_7 = \frac{A}{\pi} \cdot \left[\frac{1}{84} \cdot q \cdot \cos(7 \cdot \theta_1) - \frac{1}{12} \cdot \sqrt{(1-q^2)} \cdot \text{sen}(7 \cdot \theta_1) \right] \quad (3.15)$$

E para $n=1$ temos

$$b_1 = \frac{A}{\pi} \cdot (\pi - 2 \cdot \theta_1 + \text{sen}(2 \cdot \theta_1) - 4 \cdot q \cdot \cos(\theta_1)) \quad (3.16)$$

O gráfico da Fig. 3.7 representa os valores dos componentes harmônicos normalizados da segunda referência de corrente. Observando a Fig. 3.7, nota-se que o módulo das componentes harmônicas diminui com o aumento da ordem.

As equações 3.5 a 3.8 e as equações 3.13 a 3.16 demonstram que quanto menor for q , menor será TDH e maior será a potência possível a ser processada sem infringir os limites impostos por norma IEC-555-2, com ambos os formatos de referência.

Comparando a fig. 3.5 com a fig. 3.7 notamos que, para um dado q , o segundo formato da referência apresenta um TDH (taxa de distorção harmônica) maior. Porém, como o segundo formato é mais suave, os harmônicos de ordens elevadas são bem menores do que os do primeiro, facilitando o cumprimento da norma IEC-555-2. Além

disso, a ausência do ponto de descontinuidade do segundo formato facilita a sua realização prática. Desta forma, o segundo formato de referência é escolhido para o conversor.

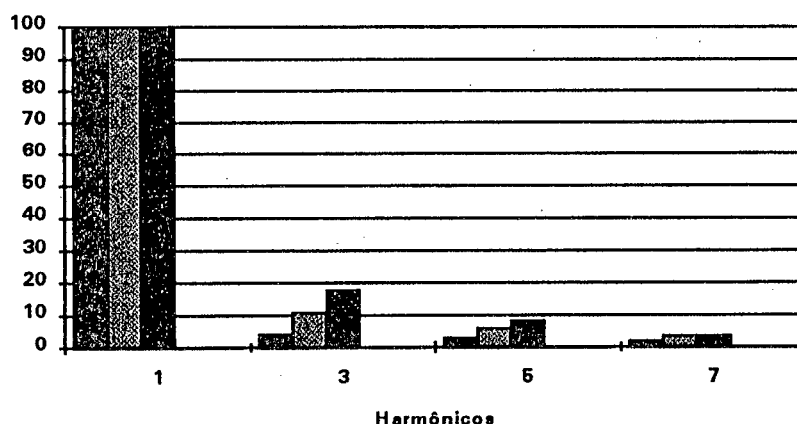


Fig. 3.7: Gráfico de distribuição dos harmônicos do segundo formato da referência.

É sabido que o FP pode ser definido pela TDH, logo, ao escolher um q de trabalho está também se definindo o FP do conversor, já que a TDH é diretamente relacionada ao q .

Esta introdução procurou mostrar que com a alteração do modo de operação do conversor de ponte completa para alto fator de potência, necessitou-se de um controle ativo para comandá-lo. Este controle tem teoricamente a capacidade de proporcionar a corrente de entrada igual a referência imposta, dentro das características de funcionamento do conversor. Logo, ao definirmos um determinado formato de referência da corrente, considerando um dado q , define-se automaticamente também o fator de potência e a distorção harmônica da corrente que o conversor vai apresentar, independentemente da potência processada. Esse fato pode ser verificado pelo termo independente e adimensional "A". Na prática, o termo "A" é utilizado para controlar a tensão de saída.

Após esse breve estudo teórico do conversor ideal, podemos prosseguir os estudos sobre o conversor real.

3.3) ANÁLISE TEÓRICA DO CONVERSOR "FB PWM-ZVS" EM MCC

Nesta seção, serão apresentadas as etapas de funcionamento, as principais formas de onda e os equacionamentos matemáticos dos esforços dos principais componentes.

Na figura 1.1 está apresentada a estrutura proposta para o conversor. A fim de fazer uma análise quantitativa do conversor, divide-se um período de trabalho em semi-período de chaveamento, e por sua vez, em seis etapas de operação. Os circuitos equivalentes são mostrados na fig. 3.8.

Simplificando a análise, fizemos as seguintes considerações:

- Todas as chaves são ideais,
- os capacitores de bloqueio são considerados como um curto-circuito na frequência de operação
- o filtro de saída é considerado uma fonte de corrente,

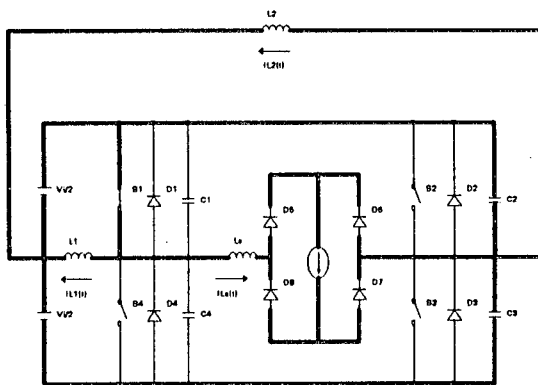


Fig. 3.8a: Circ. equiv. da 1ª etapa.

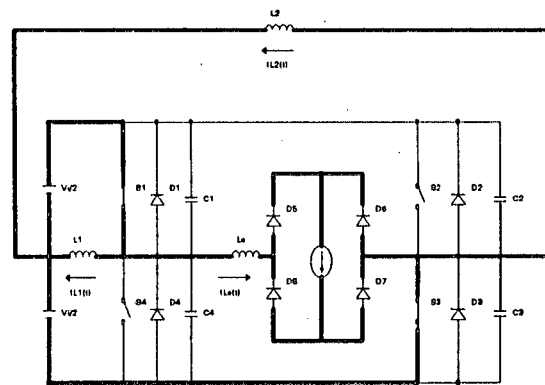


Fig. 3.8b: Circ. equiv. da 2ª etapa.

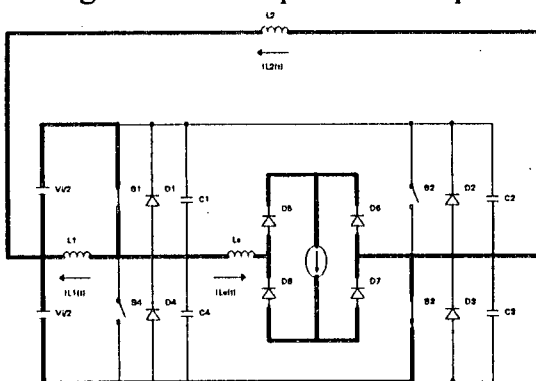


Fig. 3.8c: Circ. equiv. da 3^a etapa.

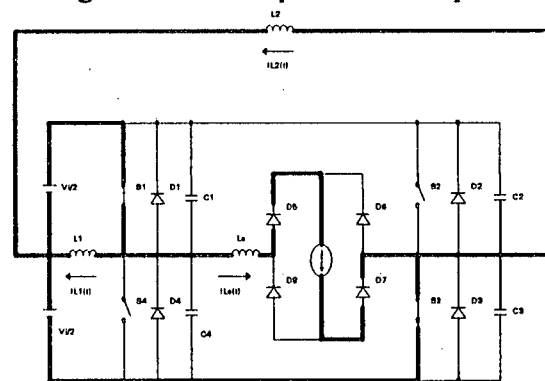


Fig. 3.8d: Circ. equiv. da 4^a etapa.

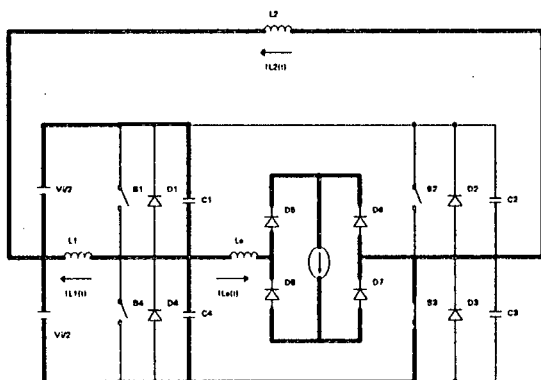


Fig. 3.8e: Circ. equiv. da 5ª etapa.

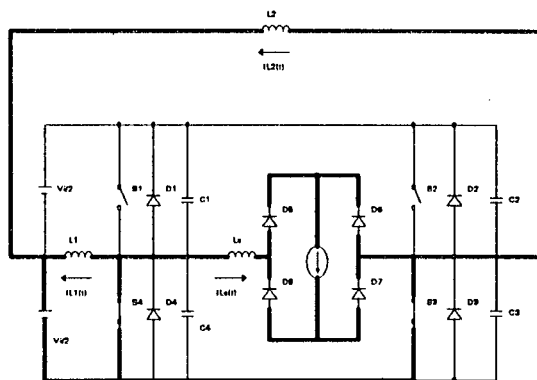


Fig. 3.8f: Circ. equiv. da 6ª etapa.

- as capacitâncias intrínsecas dos MOSFET's são iguais e constantes,
- A indutância de dispersão do transformador é a própria indutância de ressonância L_s
- A corrente magnetizante do transformador é desprezível, uma vez que ele tem indutância muito maior do que a indutância L_s .

- A operação do conversor é descrita como a seguir:

- Antes do instante t_0 , a corrente I'_{LO} estava em roda livre através dos diodos D_5 à D_8 , assim como a corrente $i_{Ls}(t)$ se encontrava em roda livre através de D_1 , S_1 e S_2 .

1ª etapa - comutação do braço direito (t_0, t_1): no instante t_0 , a chave S_2 é bloqueada. As tensões $v_{C2}(t)$ e $v_{C3}(t)$ e a corrente $i_{Ls}(t)$ variam de forma ressonante até o instante t_1 , quando $v_{C3}(t)$ torna-se igual a zero. Durante esta etapa, L_2 é considerado uma fonte de corrente.

2ª etapa - decrescimento linear (t_1, t_2): no instante t_1 , o diodo D_3 entra em condução, logo após isto, a chave S_3 é comandada para entrar em condução. Durante esta etapa a corrente $i_{Ls}(t)$ decresce linearmente até o instante t_2 , quando ela se anula.

3ª etapa - crescimento linear (t_2, t_3): durante esta etapa a corrente $i_{Ls}(t)$ cresce linearmente através das chaves S_1 e S_3 . No final desta etapa $i_{Ls}(t)$ torna-se igual a I'_{LO} .

4ª etapa - transferência de potência (t_3, t_4): durante esta etapa, a potência é transferida da fonte v_i para a carga através de S_1 , D_5 , D_7 e S_3 .

5ª etapa - comutação do braço esquerdo (t_4, t_5): no instante t_4 a chave S_1 é bloqueada, As tensões $v_{C1}(t)$ e $v_{C4}(t)$ variam de forma linear até o instante t_5 , quando $v_{C4}(t)$ torna-se igual a zero. Durante esta etapa, L_1 é considerado uma fonte de corrente.

6ª etapa - roda livre (t_5, t_6) no instante t_5 , o diodo D_4 entra em condução, e logo após isto, a chave S_4 é comandada para entrar em condução. Durante esta etapa a corrente I'_O se mantém em roda livre através de D_5 à D_8 , assim como $i_{Ls}(t)$ se mantém livres através de D_4, S_4 e S_3 .

Com base nos gráficos da figura 3.8, e introduzindo algumas aproximações para simplificar a análise matemática, entre elas são:

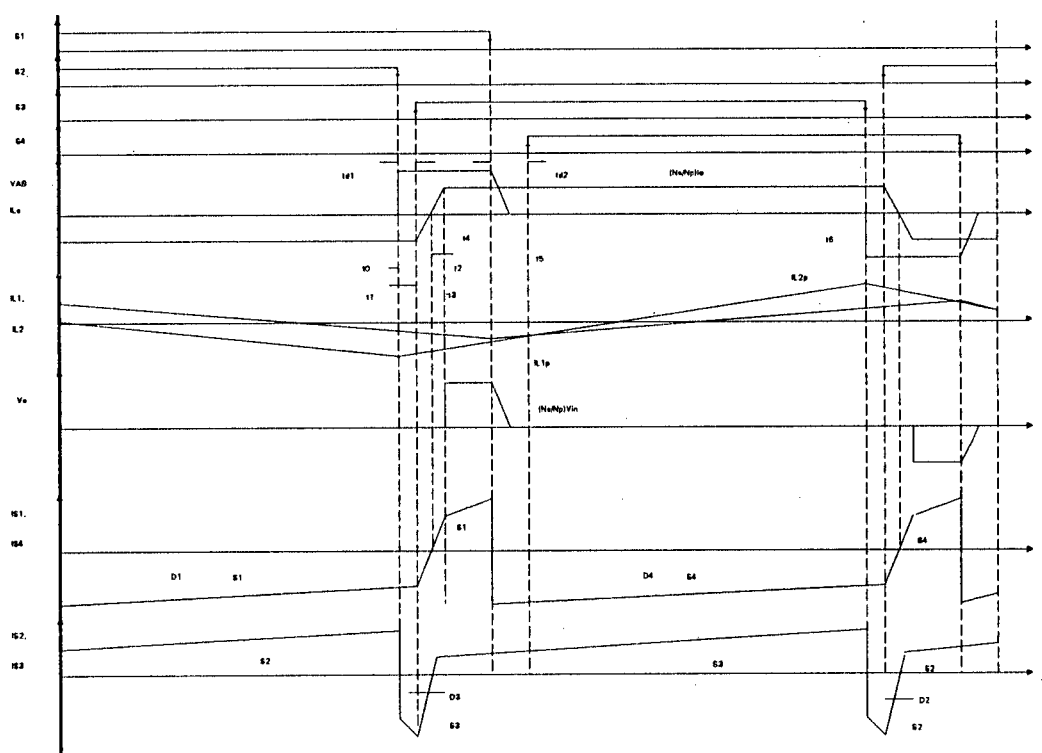


Fig. 3.9: Gráfico dos sinais de disparo das chaves e das formas de ondas das correntes i_{Ls} , i_{L1} , i_{L2} , i_{S1} , i_{S2} , i_{S3} e i_{S4} e das tensões V_{AB} e V_s do conversor "FB PWM-ZVS" em MCC.

a) As correntes circulantes nas células de comutação e a corrente de magnetização do transformador foram desprezados por serem muito pequenas em comparação às correntes principais.

b) As variações de corrente durante um ciclo de chaveamento são desprezadas.

c) O conversor sempre trabalha em regime permanente, isto é, a relação $D = V'_o / V_m$.

d) A redução da razão cíclica é desprezada, já que a indutância L_s é a própria indutância de dispersão.

3.3.1) Corrente Eficaz do Transformador:

A corrente que circula pelo transformador tem seu formato representado na fig. 3.9. Segundo as definições temos

$$p \quad \forall t \quad \text{tal que,} \quad |\text{sen}(\omega t)| \geq q \quad (3.17)$$

$$I_{in}(t) = I_{in m}(\text{sen}(\omega t) - q) \quad (3.18)$$

$$D = \frac{V'_o}{V_i} = \frac{q}{\text{sen}(\omega \cdot t)} \quad (3.19)$$

$$I_{in} = I_{Lo}' \cdot D \quad (3.20)$$

Da equação (3.20) resulta o equacionamento da corrente do indutor de filtro de saída L_o refletida às chaves,

$$I_{Lo}' = \frac{I_{in}}{D} = \frac{I_{in m} \cdot (\text{sen}(\omega t) - q)}{\frac{q}{\text{sen}(\omega \cdot t)}} \quad (3.21)$$

$$I_{Lo}' = I_{in m} \cdot \left(\frac{\text{sen}^2(\omega \cdot t)}{q} - \text{sen}(\omega \cdot t) \right) \quad (3.22)$$

Assim a corrente eficaz no transformador pode ser dada pela eq. (3.26)

$$I_{Tef}^2 = \frac{2 \cdot \omega}{\pi} \cdot \int_{\frac{\omega}{2}}^{\frac{\pi}{\omega}} I_{in m}^2 \cdot \left(\frac{\text{sen}^2(\omega \cdot t)}{q} - \text{sen}(\omega \cdot t) \right)^2 \cdot dt \quad (3.23)$$

fazendo mudança de variáveis $\omega t = \theta$, então

$$I_{Tef}^2 = \frac{2}{\pi} \cdot I_{in m}^2 \cdot \int_{\theta_1}^{\pi} \left(\frac{\text{sen}^4(\theta)}{q^2} - 2 \cdot \frac{\text{sen}^3(\theta)}{q} + \text{sen}^2(\theta) \right) \cdot d\theta \quad (3.24)$$

logo

$$I_{Tef}^2 = \frac{2}{\pi} \cdot I_{lm}^2 \cdot \left\{ \frac{1}{q^2} \cdot \left[\frac{1.5\pi - 3 \cdot \theta_1}{8} + \frac{\text{sen}(2 \cdot \theta_1)}{4} - \frac{\text{sen}(4 \cdot \theta_1)}{32} \right] - \right. \\ \left. - \frac{2}{q} \cdot \left[\cos(\theta_1) - \frac{\cos^3(\theta_1)}{3} \right] + \left[\frac{\frac{\pi}{2} - \theta_1}{2} + \frac{\text{sen}(2 \cdot \theta_1)}{4} \right] \right\} \quad (3.25)$$

Realizando operações algébricas, chegamos

$$I_{Tef}^2 = \frac{2}{\pi} \cdot I_{lm}^2 \cdot \left\{ \frac{1.5 \cdot \pi - 3 \cdot \theta_1}{8 \cdot q^2} + \frac{1}{q} \cdot \left(-\frac{3 \cdot \cos(\theta_1)}{2} + \frac{13 \cdot \cos^3(\theta_1)}{24} \right) \right. \\ \left. + \frac{\frac{\pi}{2} - \theta_1}{2} + q \cdot \frac{5 \cdot \cos(\theta_1)}{8} \right\} \quad (3.26)$$

3.3.2) Corrente Eficaz no Indutor De Saída:

A corrente no indutor é praticamente igual à corrente do transformador retificada, logo, o valor eficaz é igual a do transformador multiplicado pelo quadrado da relação das espiras n_p/n_s , já que o indutor está no secundário do transformador.

3.3.3) Corrente Eficaz e Média nas Chaves:

Como pode se ver na Fig. 3.8, pelas chaves S_1 e S_4 circula uma corrente quase retangular durante meio ciclo de chaveamento. Logo, nestas chaves a corrente eficaz é

$$I_{sef} = \frac{I_{Tef}}{\sqrt{2}} \quad (3.27)$$

Entretanto, isso não acontece com as chaves S_1 e S_3 , uma vez que durante o ciclo de roda livre, a corrente circula uma parte pelos diodos e outra pelas chaves. Tornando difícil de estimar a corrente que passa em cada uma das partes.

Na prática, a chave e o diodo estão embutidos num mesmo encapsulamento, assim para fins de cálculo térmico e projeto, comete-se um pequeno superdimensionamento calculando a corrente eficaz com uma forma de onda quadrada, que resulta,

$$I_{sef} = \frac{I_{ref}}{\sqrt{2}} \quad (3.28)$$

A corrente média nas chaves é a metade da corrente de saída refletida às chaves (I'_o), Logo,

$$I_{smd} = \frac{I'_o}{2} \quad (3.29)$$

A fim de fazer comparação em relação às perdas das chaves no MCD, estabelecemos a equação (3.30), onde está expressa a razão entre a perda total nas chaves da ponte e potência processada. E a figura 3.10 representa gráficamente a equação (3.30).

$$\frac{P_{pt}}{P_{in}} = \frac{R_{DS(on)}}{R_{eq}} \cdot \frac{8 \cdot \pi}{3} \cdot \frac{\frac{1.5 \cdot \pi - 3 \cdot \theta_1}{8 \cdot q^2} + \frac{1}{q} \cdot \left(\frac{-3 \cdot \cos(\theta_1)}{2} + \frac{13 \cdot \cos^3(\theta_1)}{24} \right) + \frac{\frac{\pi}{2} - \theta_1}{2} + q \cdot \frac{5 \cdot \cos(\theta_1)}{8}}{(\pi - 2 \cdot \theta_1 - 2 \cdot q \cdot \cos(\theta_1))^2} \cdot \frac{6}{\pi^2} \quad (3.30)$$

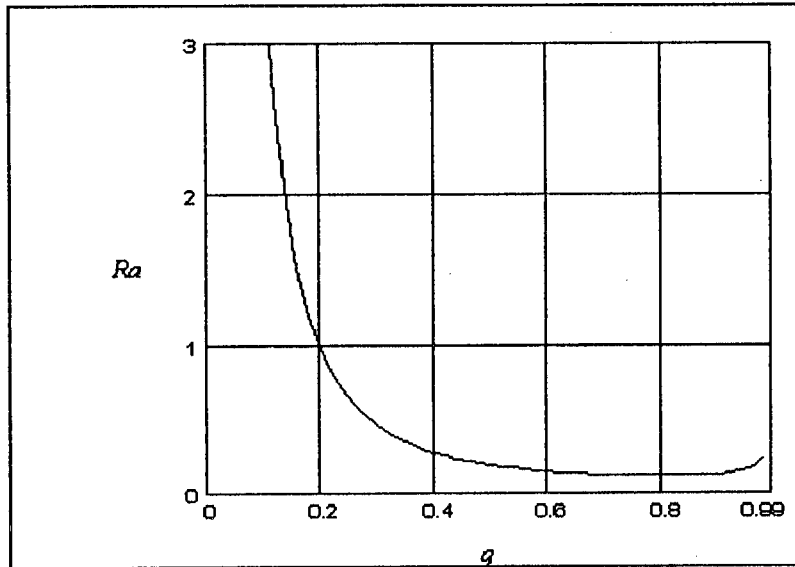


Fig. 3.10: Razão entre a perda nas chaves e a potência processada pela estrutura em

$$\text{MCC. Onde } Ra = \frac{P_{pt}}{P_{in}} \cdot \frac{3}{8 \cdot \pi} \cdot \frac{R_{eq}}{R_{DS(on)}}$$

3.4) CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A característica da saída é expressa pelo valor de tensão de saída em relação ao regime de carga, isto é, $V_o = f(R_L)$.

No conversor em questão, o formato da corrente de entrada está definido, logo a potência de entrada é o produto entre a componente fundamental da corrente e da tensão senoidal, resultando a equação 3.31.

$$P_{in} = \frac{V_m \cdot I_{m\ m} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot (\pi - 2 \cdot \theta_1 - 2 \cdot q \cdot \cos(\theta_1))}{2} \quad (3.31)$$

Pela definição, a potência de saída é dada pela equação (3.32).

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (3.32)$$

Refletindo ao primário, tem-se,

$$P_o = \frac{V_o'^2}{R_L} \quad (3.33)$$

dividindo pelo V_m^2

$$\frac{P_o}{V_m^2} = \frac{q^2}{R_L} \quad (3.34)$$

Realizando um balanço de energia e estimando uma determinada perda, tem-se,

$$P_o + P_{pd} = P_{in} \quad (3.35)$$

fazendo $P_{pd} = x \cdot P_o$ e $K_a = \frac{I_{m\ m}}{V_m}$ temos

$$\frac{P_o}{V_m^2} = \frac{K_a \cdot (\pi - 2 \cdot \theta_1 - 2 \cdot q \cdot \cos(\theta_1))}{2 \cdot \pi \cdot (1 + x)} \quad (3.36)$$

Substituindo eq. (3.34) na eq. (3.36) resulta,

$$R_L' = \frac{2 \cdot (1 + x) \cdot q^2 \cdot \pi}{\eta \cdot K_a \cdot (\pi - 2 \cdot \theta_1 - 2 \cdot q \cdot \cos(\theta_1))} \quad (3.37)$$

onde $\theta_1 = \arcsen(q)$ e $\eta = \frac{1}{1 + x}$

R_L' também pode ser expresso como na eq. (3.38)

$$R_L' = \frac{2 \cdot (1+x) \cdot q^2 \cdot \pi}{\eta \cdot K_a \cdot (\pi - 2 \cdot \sin^{-1}(q) - 2 \cdot q \cdot \sqrt{1-q^2})} \quad (3.38)$$

Esta equação nos dá uma função implícita de $q = f(K_a, \eta, R_L')$ a qual só pode ser resolvida numericamente. Usando o MATHCAD, achamos uma família de soluções através da função "root".

As soluções estão apresentadas na Fig. 3.12, por meio de uma família de curvas com K_a variando de 0,01 a 0,1 e R_L' de 3Ω a 29Ω , considerando η de 100%, o que caracteriza uma condição ideal.

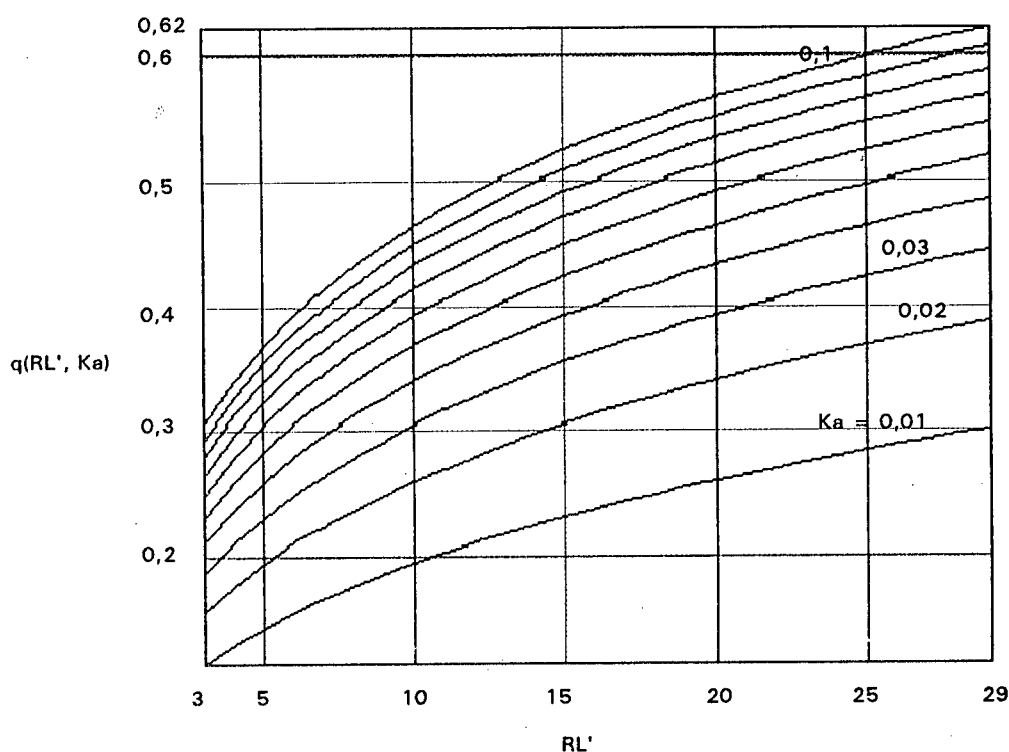


Fig. 3.11: Característica de saída expressa em função de $q(R_L')$ parametrizado em K_a .

3.5) Fator de Potência

Comparando a equação (3.9), que representa o formato da referência de corrente de entrada, com a equação (1.36), o qual representa a corrente de entrada do conversor em modo de condução descontínua, notamos que na realidade as duas formas de corrente são iguais, tendo apenas as amplitudes diferentes. Desta forma,

conclui-se que o fator de potência do conversor em MCC tem o mesmo comportamento que em MCD, relacionada pela eq. (1.52).

3.6) FILTRO DE SAÍDA

3.6.1) Dimensionamento do capacitor de saída:

O capacitor do filtro de saída tem objetivo de permitir que a parcela alternada da corrente do indutor de saída I_{Lo} circule nele sem provocar variação de tensão sobre a carga R_L . Isto é conseguido fazendo com que a reatância do capacitor seja muito menor que R_L , na frequência de 120 Hz tal que o produto $X_{Co120Hz} \times I_{Lo120Hz}$ esteja dentro da limite desejado.

A corrente no indutor tem o formato apresentado na Fig. 3.12, e sua expressão é dada pela eq. (3.39).

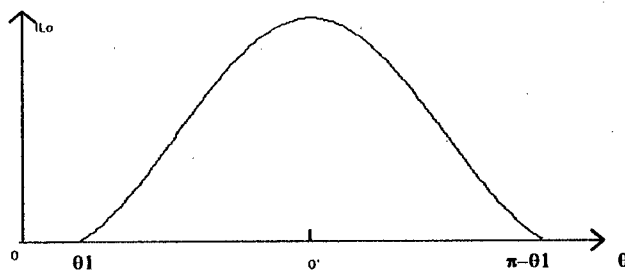


Fig. 3.12: Forma de onda da corrente do indutor do filtro de saída.

$$I_{Lo} = n \cdot I_{in m} \cdot \left(\frac{\sin^2(\omega \cdot t)}{q} + \sin(\omega \cdot t) \right) \quad (3.39)$$

Deslocando a origem temos

$$I_{Lo} = n \cdot I_{in m} \cdot \left(\frac{\cos^2(\omega \cdot t)}{q} + \cos(\omega \cdot t) \right) \quad (3.40)$$

e fazendo análise de Fourier temos

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{2} + \theta_1}^{\frac{\pi}{2} - \theta_1} n \cdot I_{in m} \cdot \left(\frac{\cos^2(\theta)}{q} - \cos(\theta) \right) \cdot \cos(2 \cdot \theta) \cdot d\theta \quad (3.41)$$

resulta-se,

$$a_1 = n \cdot \frac{I_{in\ m}}{\pi} \cdot \left[\frac{1}{q} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q) \right) - \frac{1+2 \cdot q^2}{3} \cdot \sqrt{1-q^2} \right] \quad (3.42)$$

assim temos

$$I_{Lo\ 120Hz} = n \cdot \frac{I_{in\ m}}{\pi} \cdot \left[\frac{1}{q} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q) \right) - \frac{1+2 \cdot q^2}{3} \cdot \sqrt{1-q^2} \right] \quad (3.43)$$

com essa corrente circulando no capacitor tem-se

$$\Delta V_o = n \cdot \frac{2 \cdot I_{in\ m}}{\pi} \cdot \frac{2}{754 \cdot C_o} \cdot \left[\frac{1}{q} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q) \right) - \frac{1+2 \cdot q^2}{3} \cdot \sqrt{1-q^2} \right] \quad (3.44)$$

resultando a equação que dá o valor de C_o em função da amplitude do "ripple".

$$C_o = n \cdot \frac{2 \cdot I_{in\ m}}{\pi} \cdot \frac{2}{754 \cdot \Delta V_{o\ máx}} \cdot \left[\frac{1}{q} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q) \right) - \frac{1+2 \cdot q^2}{3} \cdot \sqrt{1-q^2} \right] \quad (3.45)$$

3.6.2) Dimensionamento do indutor de saída:

Sabendo que $I_{in} = K_a \cdot (v_i - V_o) = K_a \cdot V_m \cdot (\sin(\theta) - q)$ logo,

$$I_{Lo}' = \frac{K_a \cdot V_m \cdot (\sin(\theta) - q)}{\frac{V_o'}{V_m} \cdot \frac{1}{\sin(\theta)}} = \frac{K_a \cdot V_m}{q} \cdot (\sin(\theta) - q) \cdot \sin(\theta) \quad (3.46)$$

sendo $K_a \cdot V_m = I_{in\ m}$ e $\theta = \omega t$, desta forma, maximizando a equação (3.46)

temos

$$I_{Lo\ máx}' = \frac{I_{Lo\ máx}}{n} = \frac{I_{in\ m}}{q} \cdot (1-q) \quad (3.47)$$

e pela definição
$$L_o = \frac{\left(\frac{V_m}{n} - V_o \right) \cdot T_s \cdot D}{2 \cdot I_{Lo\ máx} \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{I_{Lo\ máx}}} \quad (3.48)$$

então temos
$$L_o = \frac{q \cdot T_s \cdot D}{2 \cdot K_a \cdot n^2 \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{I_{Lo\ máx}}} \quad (3.49)$$

A partir da equação (3.48) obtemos a expressão de K_a

$$K_a = \frac{q^2 \cdot \pi}{R_L \cdot n^2} \cdot \frac{1}{\frac{\pi}{2} - \theta_1 - q \cdot \cos(\theta_1)} \quad (3.50)$$

substituindo a equação (3.50) em (3.49) obtemos a expressão de L_o em função de R_L , q , T_s e $\Delta I_{Lo} / I_{Lo \text{ máx}}$.

$$L_o = \frac{T_s \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \theta_1 - q \cdot \cos(\theta_1) \right)}{2 \cdot \pi \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{I_{Lo \text{ máx}}}} \cdot R_L \quad (3.51)$$

3.7) COMUTAÇÃO DOS BRAÇOS DA PONTE

Durante o período de processamento da potência, isto é, $v_i > V'_o$, as comutações dos braços são tratadas como no conversor CC-CC. As principais equações são obtidas da Ref. [4]. Então temos para o braço esquerdo,

$$t_{d1} \geq \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{C_r \cdot L_s} \quad (3.52)$$

$$e \quad I_{L2} \geq \frac{V_i}{Z_r} \quad (3.53)$$

$$\text{onde } Z_r = \sqrt{\frac{L_s}{C_r}} \quad e \quad C_r = C_1 + C_4$$

E para o braço direito tem-se

$$t_{d2} \geq \frac{C_r \cdot V_i}{I_{L1}} \quad (3.54)$$

$$e \quad t_{d2 \text{ máx}} \leq \frac{C_r \cdot V_i}{I_{Lo} + I_{L1}} + \frac{L_r \cdot (I_{Lo} + I_{L1})}{V_i} \quad (3.55)$$

Quando $v_i < V'_o$, isto é, não há processamento de potência, os dois braços realizam a comutação da mesma maneira. Durante este período, não há passagem de corrente na ponte, logo, os capacitores ressonantes são carregados e descarregados

graças aos indutores de auxílio a comutação, assegurando a comutação sob tensão zero "ZVS". Sendo assim, temos,

$$t_d \geq \frac{C_r \cdot V_L}{I_{L1}} \quad (3.56)$$

e
$$L_1 \leq \frac{8 \cdot C_r}{t_d \cdot T_s} \quad (3.57)$$

Aqui também prova que o conversor não realiza a comutação "ZVS" sem os circuitos auxiliares.

3.8) CONCLUSÃO

Com a finalidade de melhorar o rendimento do conversor CA-CC "FB PWM-ZVS" de alto fator de potência, estudou-se a operação em MCC, onde a forma de onda de corrente nas chaves são retangulares ao invés das triangulares da operação em MCD.

Provou-se pela simulação que no MCC não é possível obter alto fator de potência caso usarmos a modulação por razão cíclica constante, logo, levantou-se a necessidade do uso do controle ativo.

Buscou-se, na literatura técnica, a estratégia que permite controlar ao mesmo tempo o formato da corrente de entrada e a tensão de saída, utilizando apenas a variação da razão cíclica.

Foi discutido dois formatos de referência de corrente, comparando os seus conteúdos harmônicos em função da norma IEC 555-2 classe D. O formato escolhido foi o segundo, devido seu comportamento decrescente das amplitudes dos harmônicos em relação ao aumento da ordem.

A análise completa da estrutura de potência foi feita de maneira que as equações resultantes proporcionam a viabilidade do projeto do conversor.

CAPÍTULO IV

ESTUDO DE FORMAS DE CONTROLE DAS MALHAS DE CORRENTE E DE TENSÃO

4.1) INTRODUÇÃO

No capítulo anterior foi proposto que o conversor "Full Bridge" em condução contínua para corrigir de fator de potência deve-se aplicar a ele um controle ativo, de maneira que variando a razão cíclica "D", obtemos uma corrente de entrada I_i que segue um formato pré-determinado, sem que a tensão de saída altere com a mudança de carga.

Devido as características do conversor, temos um sistema não linear e descontínuo no tempo. Além disso, são duas variáveis a serem controladas, o que caracteriza também um sistema multivariável.

Para que seja possível uma realização simples, o primeiro passo é o desacoplamento das malhas, isto é, o controle deve ser colocado estrategicamente, de tal forma que, cada variável possa ser manipulada como um sistema independente. A solução convencional está na fig. 3.4. Através de um multiplicador analógico, a malha de tensão aumenta ou diminui a amplitude da referência (I_{ref}) sem distorcer a sua forma. As bandas de frequência de atuação das duas malhas devem ser bem diferentes, para que a estabilidade do sistema tenha maior garantia.

4.2) A MALHA DE CORRENTE

Ao longo da história da eletrônica de potência, controlar a corrente sempre foi importante e desejada, assim, surgiram várias formas de controle que atacam neste tópico. Essas técnicas dependem muito da característica de cada estrutura. As principais técnicas são.

4.1.1) Controle de Corrente por Histerese:

Essa técnica de regulação tem a variável de interesse comparada com a referência através de um discriminador com histerese, mantendo desta forma, a corrente oscila em torno da referência, dentro da faixa determinada pela largura de histerese. A principal vantagem é a simplicidade do controle, porém, resulta-se uma frequência de chaveamento variável. A Ref.[1] indica uma aplicação desta técnica num conversor SEPIC.

Na estrutura "FB-ZVS", essa técnica não é recomendável, pois a frequência de chaveamento variável traz diversos inconvenientes, como mal dimensionamento dos elementos magnéticos, maiores ruídos eletromagnéticos emitidos para o meio e possivelmente no transformador aparecerá uma componente de corrente contínua que trará a saturação do mesmo.

4.1.2) Controle por Valor de Pico da Corrente:

Esse tipo de controle é o mais antigo a ser empregado para regulação da corrente com frequência de chaveamento constante, o esquema básico está na Fig. 4.1, onde percebe-se que o funcionamento do comando persiste em um pulso (relógio), que liga o comando, e este por sua vez, é desligado quando o valor instantâneo da corrente ultrapassar a V_E .

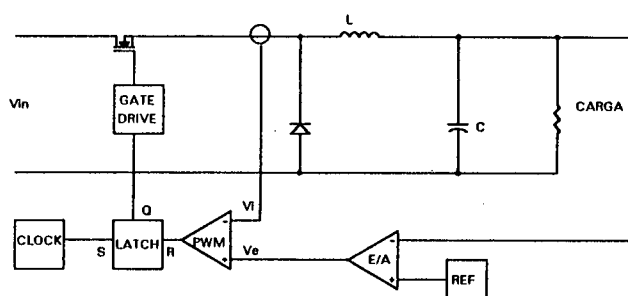


Fig. 4.1: Esquema básico de um conversor "Buck" com controle de corrente por valor de pico.

Esse método é considerado, nas literaturas técnicas, o mais fácil de funcionar no papel do que na prática, uma vez que a baixa imunidade a ruído, a sensibilidade às bordas de "spikes" na corrente em questão, o erro entre o valor de pico e o valor médio, a necessidade

de compensação com rampas para evitar oscilações sub-harmônicas e o baixo ganho da malha consomem um grande tempo do projeto.

Para o conversor em questão, além dos problemas já descritos acima, temos o transformador de isolamento que com pequenas instabilidades do controlador, pode ser levado a via de saturação. Por essas razões, esse método também foi descartado.

4.1.3) Controle por Carga:

É uma nova técnica que consiste em controlar a carga, isto é, a integral de corrente, num período de chaveamento, regulando assim o valor médio instantâneo da corrente. Cabe ressaltar que ela só funciona quando a corrente a ser controlada seja descontínua, onde ao desligar a chave, a corrente no ramo deve anular-se. Caso contrário, comete-se um erro de contabilização da corrente.

O esquema básico está na Fig. 4.2. O seu funcionamento pode ser sucintamente explicado como a seguir,

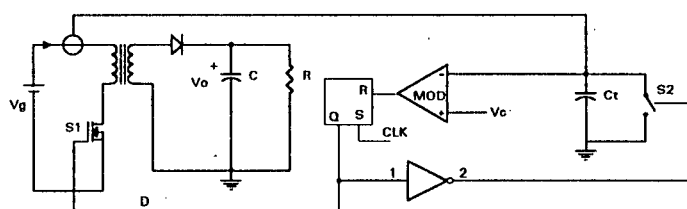


Fig. 4.2: Esquema básico de um conversor "Flyback" com controle de corrente por carga.

a) Supomos que a saída Q do "Flip-Flop" esteja no nível "0", o que implica que a chave "S₂" esteja fechada e $V_{Ct} = 0V$. Ao chegar um pulso do "CLK", Q é levado ao nível "1" e a Chave S₁ é acionada. No mesmo instante, a chave "S₂" é aberta e a corrente que passa pelo ramo de interesse tem seu valor proporcional integrado, e V_{Ct} cresce.

b) Quando V_{Ct} ultrapassar V_c , a quantidade de carga é igual ao necessário, a saída do comparador chega ao nível "1", o que "reseta" o "Flip-Flop", tornando Q para o nível "0", desencadeando a abertura da chave S₁ e curto circuito do capacitor de integração através de "S₂", zerando assim V_{Ct} . Esse estado perdura até o próximo pulso do "CLK", quando o ciclo reinicia.

Esse método apresenta boa imunidade ao ruído, já que grande parte dos ruídos é integrado pelo capacitor C_s . As suas vantagens são a boa performance dinâmica, e é adequado para aplicações em conversores multi-ressonantes.

A sua desvantagem seria a presença de oscilações sub-harmônicas, apesar de tais oscilações puderem ser eliminadas com um projeto adequado. A Ref.[19] apresenta o modelamento para pequenos sinais e regras de projeto, a Ref.[15] apresenta a aplicação do método em um conversor "Buck-Boost" em condução contínua para correção ativa de fator de potência, os resultados foram apresentados em simulações. A Ref.[20] realizou a aplicação do método num conversor "Flyback", obteve bons resultados mas em pequenas potências.

No conversor "FB" as possíveis oscilações sub-harmônicas podem vir a ser um problema para o funcionamento do transformador de isolamento. Além disso, a realização prática exige uma circuitagem discreta e extensa, conseqüentemente tem a sua confiabilidade duvidosa ao trabalhar em altas frequências. Por essas razões, a técnica foi deixada de lado neste trabalho, apesar de ser bastante promissora para um trabalho futuro.

4.1.4) Controle por Espaço de Estado Médio ("State-Space Average"):

Nos conversores CA-CC com alto fator de potência, vêm normalmente acompanhado de um filtro de entrada para altas frequências, esse filtro tem a finalidade de impedir que os componentes de alta frequência gerados no conversor sejam injetados na rede. Por consequência, a corrente I_{in} tem o valor médio instantâneo da corrente I_1 da Fig. 4.3. Esse fato sugere o aparecimento da variável de estado média. Isto é, uma aproximação feita para representar, matematicamente, um evento discreto no tempo e no espaço contínuo das variáveis de estado. E a partir daí, utiliza-se as teorias de controle de sistemas lineares para resolver o problema. Essa técnica foi aplicada a um conversor "Flyback" para sistema mono e trifásico na Ref.[10]. Aqui similarmente faremos com o conversor "Buck" e posteriormente estenderemos ao "FB".

Para a estrutura apresentada na Fig. 4.3, temos a topologia completa e os circuitos equivalentes durante os períodos de condução e de bloqueio do transistor.

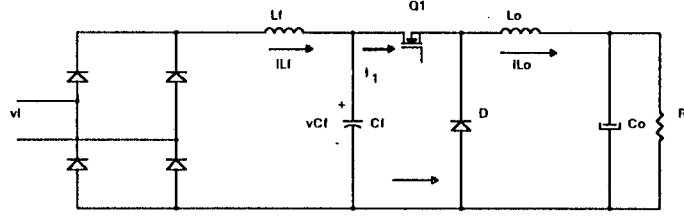


Fig. 4.3a: Topologia completa do conversor "Buck" CA-CC.

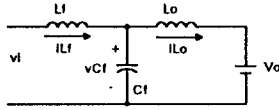


Fig. 4.3b: Circuito equival. durante o período de condução.

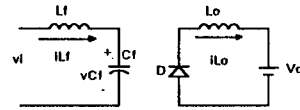


Fig. 4.3c: Circuito equival. durante o período de bloqueio.

Assim, durante o período de condução δ , onde $\delta = D + \hat{\delta}$, $D = \frac{V_o}{V_{in}}$, $\hat{\delta}$ é infinitesimal de δ .

$$\dot{i}_{in} = \frac{1}{L_f} \cdot (|v_{in}| - v_f) \quad (4.1)$$

$$\dot{v}_f = \frac{1}{C_f} \cdot (i_{in} - i_{Lo}) \quad (4.2)$$

$$\dot{i}_{Lo} = \frac{1}{L_o} \cdot (v_f - V_o) \quad (4.3)$$

durante o período de bloqueio $1 - \delta$.

$$\dot{i}_{in} = \frac{1}{L_f} \cdot (|v_i| - v_f) \quad (4.4)$$

$$\dot{v}_f = \frac{1}{C_f} \cdot i_{in} \quad (4.5)$$

$$\dot{i}_{Lo} = -\frac{1}{L_o} \cdot V_o \quad (4.6)$$

Para aplicar a técnica do espaço de estado médio, multiplicamos as equações (4.1), (4.2), (4.3) por δ e equações (4.4), (4.5), (4.6) por $1 - \delta$, e depois soma-se as equações de mesma variável de estado, obtém-se,

$$\dot{|i_{in}|} = \frac{1}{L_f} \cdot (|v_i| - v_f) \cdot \delta + \frac{1}{L_f} \cdot (|v_i| - v_f) \cdot (1 - \delta) \quad (4.7)$$

$$\dot{v_f} = \frac{1}{C_f} \cdot (i_{in} - i_{Lo}) \cdot \delta + \frac{1}{C_f} \cdot i_{in} \cdot (1 - \delta) \quad (4.8)$$

$$\dot{i_{Lo}} = \frac{1}{L_o} \cdot (v_f - V_o) \cdot \delta - \frac{1}{L_o} \cdot V_o \cdot (1 - \delta) \quad (4.9)$$

desenvolvendo e simplificando tem-se

$$\dot{|i_{in}|} = \frac{1}{L_f} \cdot (v_i - v_f) \quad (4.10)$$

$$\dot{v_f} = \frac{1}{C_f} \cdot (i_{in} - i_{Lo}) \cdot \delta \quad (4.11)$$

$$\dot{i_{Lo}} = \frac{1}{L_o} \cdot (v_f \cdot \delta - V_o) \quad (4.12)$$

Linearizando o modelo incremental no domínio frequencial, isto é, considerar o sistema linear em toda faixa de trabalho tratá-lo no domínio frequencial, aplicamos a transformada de Laplace nas equações, tomando apenas variações infinitesimais como variáveis de estado. Assim,

$$s \cdot (\hat{|i_{in}|}) = -\frac{\hat{v_f}}{L_f} \quad (4.13)$$

$$s \cdot (\hat{v_f}) = \frac{1}{C_f} \cdot (\hat{i_{in}} - D \cdot \hat{i_{Lo}} - I_{Lo} \cdot \hat{\delta}) \quad (4.14)$$

$$s \cdot (\hat{i_{Lo}}) = \frac{1}{L_o} \cdot (v_f \cdot \hat{\delta} + D \cdot \hat{v_f}) \quad (4.15)$$

o que resulta em,

$$(\hat{|i_{in}|}) = -\frac{\hat{v_f}}{s \cdot L_f} \quad (4.16)$$

$$(\hat{v_f}) = \frac{1}{s \cdot C_f} \cdot (\hat{i_{in}} - D \cdot \hat{i_{Lo}} - I_{Lo} \cdot \hat{\delta}) \quad (4.17)$$

$$\hat{i}_{Lo} = \frac{1}{s \cdot L_o} \cdot (v_f \cdot \hat{\delta} + D \cdot \hat{v}_f) \quad (4.18)$$

Substituindo as equações (4.16) e (4.18) em (4.17) tem

$$\hat{v}_f = \frac{1}{s \cdot L_f} \cdot \left(-\frac{\hat{v}_f}{s \cdot L_f} - \frac{D(V_f \cdot \hat{\delta} + D \cdot \hat{v}_f)}{s \cdot L_o} \right) \quad (4.19)$$

resulta em

$$\frac{\hat{v}_f}{\hat{\delta}} = -\frac{I_{Lo}}{C_f} \cdot \left[\frac{s + \frac{V_o}{I_{Lo} \cdot L_o}}{s^2 + \frac{1}{L_f \cdot C_f} + \frac{D^2}{L_o \cdot C_f}} \right] \quad (4.20)$$

ou

$$\frac{\hat{i}_{in}}{\hat{\delta}} = \frac{I_{Lo}}{C_f \cdot L_f} \cdot \left[\frac{s + \frac{V_o}{I_{Lo} \cdot L_o}}{s \cdot \left(s^2 + \frac{1}{L_f \cdot C_f} + \frac{D^2}{L_o \cdot C_f} \right)} \right] \quad (4.21)$$

A equação 4.21 é a função de transferência a malha aberta. O diagrama em bloco do sistema em malha aberta está na Fig. 4.4, e na Fig. 4.5 fechamos a malha de controle. Nos diagramas podemos visualizar melhor a situação.

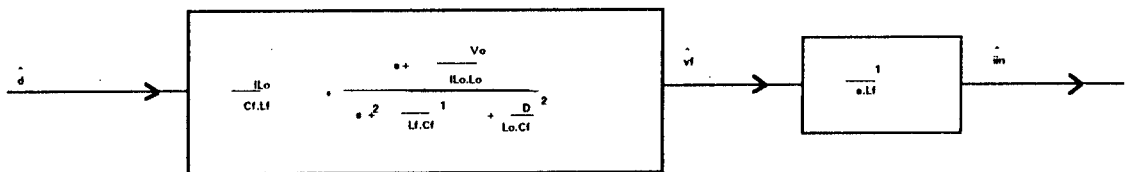


Fig. 4.4: Diagrama em blocos da malha de corrente do conversor "Buck" CA-CC.

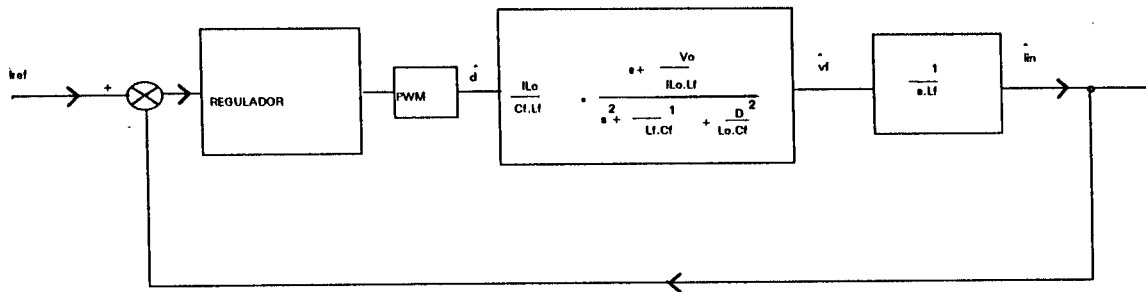


Fig. 4.5: Diagrama em blocos da malha fechada do conversor "Buck" CA-CC.

Na equação (4.21), podemos notar que as singularidades não são fixas, mas variam de acordo com a tensão de entrada e com a corrente de saída. A Fig. 4.6 mostra que a diminuição da tensão de entrada afasta os pólos da origem, e a redução de corrente de saída desloca o zero para a esquerda ao longo do eixo real.

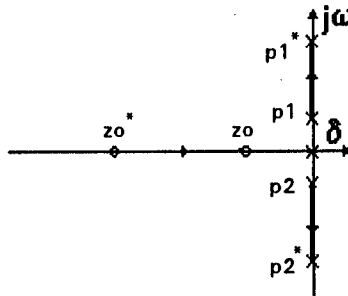


Fig. 4.6: Plano complexo das singularidades da função de transferência a malha aberta. O zero afasta-se da origem ao longo do eixo real com a redução da corrente de saída. Os pólos imaginários puros afastam-se da origem com o aumento da tensão de entrada.

O outro ponto a ser observado é a existência do par de pólos imaginários puros na malha aberta que coloca uma característica oscilante no sistema, apesar das perdas inerentes ao circuito prático que irão amortecer essas oscilações.

A Fig. 4.7 apresenta o diagrama de lugar das raízes ("Root Locus") da malha fechada para um determinado ponto de operação (uma dada tensão de entrada e uma dada corrente de saída), considerando que o compensador é apenas proporcional.

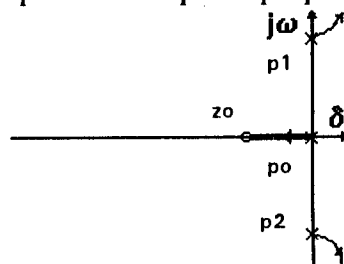


Fig. 4.7: Diagrama do lugar das raízes da malha fechada. Os pólos deslocam ao longo das linhas que partem deles de acordo com o sentido das flechas, resultando no posicionamento final dos pólos do sistema. Quanto maior for o ganho da malha, maior será o deslocamento.

Esse diagrama nos mostra a trajetória pela qual os pólos do sistema a malha fechada deslocam com a variação do ganho do compensador. Observa-se que através das regras para construção de lugar das raízes, o par de pólos imaginários puros vão diretamente para o semi-plano direito, indicando a instabilidade.

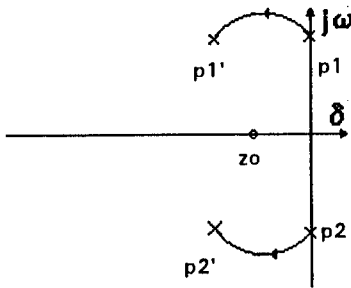


Fig. 4.8a: Diagrama do lugar das raízes da malha menor. Os pólos $p1$ e $p2$ deslocam para posições $p1'$ e $p2'$ devido ao ganho da malha menor.

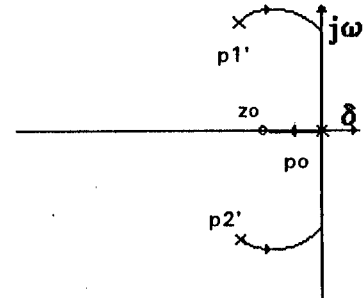


Fig. 4.8b: Diagrama do lugar das raízes da malha maior. Os pólos $p1$ e $p2$ partem das posições $p1'$ e $p2'$, dando margem ao controle.

Um caminho alternativo indicado para contornar a instabilidade é adicionar uma malha utilizando a função de transferência da equação (4.20), onde a variável de controle é a tensão do capacitor de filtro (\hat{v}_f). Essa malha designada como malha menor tem o diagrama do lugar das raízes apresentado na Fig. 4.8a, onde pode-se ver que o par de pólos imaginários puros deslocam-se para a esquerda com o aumento de ganho, colocando mais estabilidade no sistema. Desta forma, a malha maior de corrente tem o diagrama do lugar das raízes diferente da Fig. 4.7, e passa a ter o da Fig. 4.8b, onde a localização inicial dos pólos complexos possuem uma certa estabilidade e o sistema torna-se possível de ser regulado.

Apesar da viabilidade dessa técnica aplicada ao conversor "BUCK", não nos serve para o conversor "FB" por causa das energias reativas circulantes inerentes à estrutura na entrada, as quais aumentam a presença do transformador de isolamento (energia de magnetização) e das células de auxílio a comutação. Além disso, a técnica necessita de uma variável a mais para ser monitorada (v_f), do que nos outros métodos, aumentando a circuitagem.

Por outro lado, a maneira proposta de modelar a estrutura é simples e muito útil, para que possamos dar continuidade ao trabalho.

4.1.5) Controle Por Valor Médio:

É a técnica mais utilizada pelos circuitos integrados da UNITRODE. Emprega a mesma filosofia do método anterior, porém aplica-se diretamente numa determinada variável.

Para o caso do conversor "BUCK", observamos as estruturas da Fig. 4.9. Na fig. 4.9a tem a estrutura completa, na fig. 4.9b, a estrutura com a chave conduzindo, e na fig. 4.9c, a estrutura com a chave bloqueada.

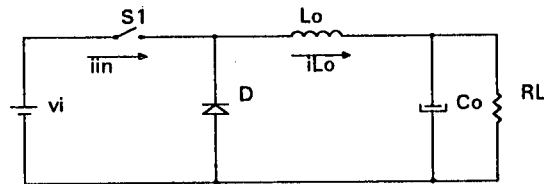


Fig. 4.9a: Estrutura do conversor CA-CC "Buck" sem filtro de entrada.

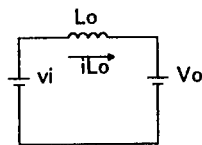


Fig. 4.9b: Circuito equival. durante o período

de condução.

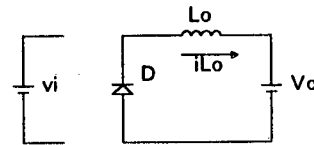


Fig. 4.9c: Circuito equival.

período de bloqueio.

Nota-se que a estrutura desta figura difere da Fig. 4.3 pela falta do filtro de entrada. Isso porque o método atual não usa as variáveis de estado do filtro de entrada, mas sim as variáveis do filtro de saída, uma vez que o filtro de entrada não atua sobre o processamento de potência, servindo apenas para eliminar componentes de alta frequência.

Assim, para o período δ em que a chave conduz temos,

$$\dot{i}_{Lo} = \frac{1}{L_o} \cdot (v_i - V_o) \quad (4.22)$$

nesta equação, o capacitor de saída é considerado grande suficiente tal que a tensão de saída não varia. Logo temos apenas uma variável de estado.

E durante o período $(1-\delta)$ em que a chave esteja bloqueada temos,

$$\dot{i}_{Lo} = -V_o \cdot \frac{1}{L_o} \quad (4.23)$$

Aplicando a técnica de espaço de estado médio tem

$$\overline{\dot{i}_{Lo}} = \frac{1}{L_o} \cdot (v_i \cdot \delta - V_o) \quad (4.24)$$

com $i_{in} = \delta \cdot i_{Lo}$ então

$$\overline{\dot{i}_{in}} = \frac{1}{L_o} \cdot (v_i \cdot \delta^2 - V_o \cdot \delta) \quad (4.25)$$

e

$$\dot{\hat{i}_{in}} = \frac{1}{L_o} \cdot (2 \cdot D \cdot v_i \cdot \hat{\delta} - V_o \cdot \hat{\delta} + v_i \cdot \hat{\delta}^2) \quad (4.26)$$

como $\hat{\delta}$ é infinitesimal, logo $\hat{\delta}^2$ é negligenciável, então,

$$\dot{\hat{i}_{in}} = \frac{1}{L_o} \cdot (2 \cdot D \cdot v_i \cdot \hat{\delta} - V_o \cdot \hat{\delta}) \quad (4.27)$$

Para um dado regime permanente temos $D \cdot v_i = V_o$, então,

$$\dot{\hat{i}_{in}} = \frac{V_o \cdot \hat{\delta}}{L_o} \quad (4.28)$$

Colocando no plano frequencial, temos,

$$\frac{\hat{i}_{in}}{\hat{\delta}} = \frac{V_o}{s \cdot L_o} \quad (4.29)$$

Pode se constatar que a função de transferência obtida é muito mais simples do que a eq. (4.21). Ela aparece invariante a carga e a tensão de entrada. No entanto, deve-se ter em mente as considerações que foram feitas para simplificar o processo de modelamento, as quais sugerem a necessidade de pequenas sintonias do controlador na prática.

Modelando o conversor desta forma, podemos esquematizar o laço de controle de corrente na entrada do conversor através do diagrama em blocos apresentado na Fig. 4.10. O diagrama constitui-se do sinal de referência, do compensador, do modelo da estrutura de potência e do filtro de realimentação, o qual extrai o valor médio instantâneo da corrente.

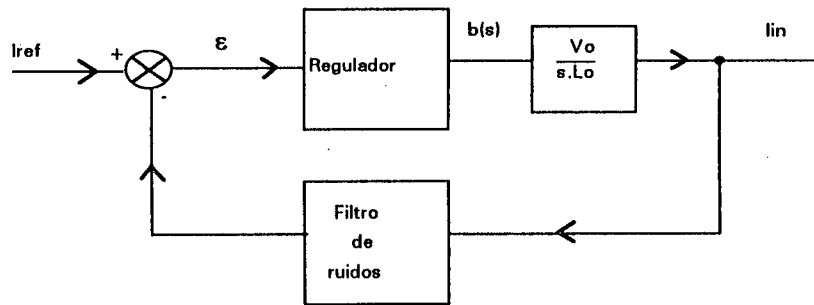


Fig. 4.10: Diagrama em blocos à malha fechada do conversor "Buck".

Com base na Fig. 4.10, onde aproximamos o conversor por uma estrutura linear e invariante no tempo, podemos tratá-la agora no domínio frequencial, utilizando as funções de transferência.

Para facilitar o desenvolvimento, convencionamos as seguintes funções de transferência,

$$G_r(s) = \frac{b(s)}{\varepsilon(s)} \quad \text{função de transf. do regulador}$$

$$G_e(s) = \frac{i_{in}(s)}{b(s)} \quad \text{função de transf. da estrutura}$$

$$G_f(s) = \frac{i_{in}'(s)}{i_{in}(s)} \quad \text{função de transf. do filtro de realim.}$$

Desta forma, estabelece-se os seguintes equacionamentos,

$$\frac{i_{in}}{\varepsilon} = G(s) = G_r(s) \cdot G_e(s) \quad (4.30)$$

$$H(s) = G_f(s) \quad (4.31)$$

Logo,

$$\frac{i_{in}}{Ref} = \frac{G_r(s) \cdot G_e(s)}{1 + G_r(s) \cdot G_e(s) \cdot G_f(s)} \quad (4.32)$$

A referência dada à corrente de entrada I_{in} é praticamente um semi-ciclo de uma senóide, o qual apresenta inclinações diversas que o regulador deve ser capaz de seguir. Para tanto, o sistema todo deve apresentar um erro nulo à rampa, o que obriga a equação característica $G(s)$ ter no mínimo 2 pólos na origem.

Analisando a equação característica $G(s)$, ela apresenta os seguintes termos,

$$G(s) = G_r(s) \cdot G_e(s) \quad (4.33)$$

onde

$$G_e(s) = g_e \cdot \frac{1}{s} \quad e$$

$$G_r(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s$$

e g_e é uma constante da estrutura de potência

K_p é ganho do compensador proporcional

K_i é ganho do compensador integral

K_d é ganho do compensador diferencial.

Logo, o regulador necessariamente deve apresentar pelo menos um pólo na origem, isto é, possuir um integrador.

Por essas e outras razões que serão expostas posteriormente, escolheu-se o regulador PI para estabilizar o sistema, assim temos,

$$G(s) = g_e \cdot K_p \cdot \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s^2} \quad (4.34)$$

Primeiramente, projetamos o regulador sem levar em consideração o filtro de realimentação, o qual elimina, a princípio, somente os ruídos de chaveamento. Então fazemos $G_f(s)=1$.

Analisando a expressão de $G(s)$, nota-se que a razão entre o ganho integral e o ganho proporcional define a posição de zero que por sua vez, determina a estabilidade do sistema.

É de prática colocar este zero numa frequência equivalente a um décimo da frequência de modulação. Esta prática se deve basicamente à aproximação do evento discreto que é o chaveamento. Segundo a teoria de amostragem, a representação de um fenômeno discreto no

domínio contínuo é válido até a metade da frequência de amostragem. Logo, a colocação do zero interferirá muito pouco com as aproximações feitas.

Analisando o diagrama de Bode da Fig. 4.11, vimos que o sistema cruza 0dB, com uma inclinação de 20dB/dec, desde que o ganho não seja muito pequeno.

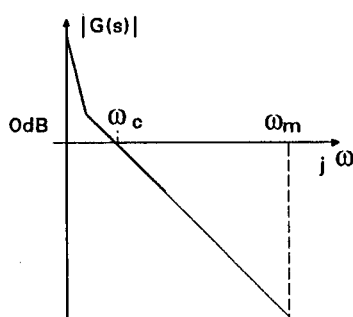


Fig. 4.11: Diagrama de bode da equação característica do conv. CA-CC "Buck".

A outra conclusão que-se pode chegar é que quanto maior o ganho, mais rápido será a resposta do sistema, sem afetar a estabilidade desde que seja respeitada o limite imposto pela teoria de amostragem, isto é, a frequência de cruzamento (ω_c) não pode-se aproximar muito da metade de frequência de modulação ($\omega_m/2$).

Esta conclusão é também confirmada pelo diagrama do lugar das raízes apresentado na Fig. 4.12, onde as flechas apontam para as posições de estabilidade. Neste caso, quanto maior for o ganho da malha, mais à esquerda ficam os pólos, e então mais rápida é a resposta do controle.

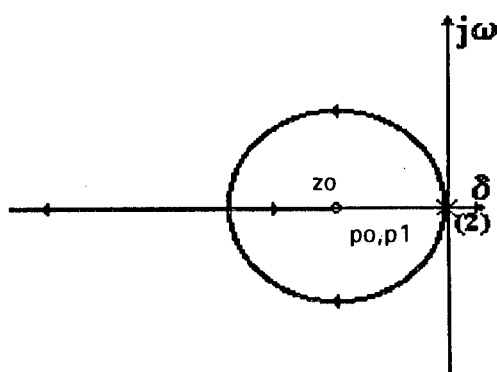


Fig. 4.12: Diagrama do lugar das raízes da malha de controle de corrente do conversor "Buck".

Para o caso da topologia "FB" podemos estabelecer-as seguintes expressões que nos levará a obtenção do modelo para fins de controle, considerando uma redução de razão cíclica efetiva de r_{δ} .

Durante um período $(\delta - r_{\delta})$ de condução, temos,

$$\dot{i}_{Lo} = \frac{1}{L_o} \cdot (v_i - V_o) \quad (4.35)$$

e durante o período $(1 - d + r_d)$ de roda livre, temos

$$\dot{i}_{Lo} = -V_o \cdot \frac{1}{L_o} \quad (4.36)$$

Aplicando a técnica de espaços de estado médio, temos

$$\overline{\dot{i}_{Lo}} = \frac{1}{L_o} \cdot (v_i \cdot (\delta - r_{\delta}) - V_o) \quad (4.37)$$

como em regime permanente $i_{in} = (\delta - r_{\delta}) \times i_{Lo}$, então

$$\overline{\dot{i}_{in}} = \frac{1}{L_o} \cdot (v_i \cdot (\delta - r_{\delta})^2 - V_o \cdot (\delta - r_{\delta})) \quad (4.38)$$

Assim

$$\dot{i}_{in} = \frac{1}{L_o} \cdot (2 \cdot \hat{\delta} \cdot v_i \cdot (D - r_{\delta}) - V_o \cdot \hat{\delta} + v_i \hat{\delta}^2) \quad (4.39)$$

Como $\hat{\delta}^2$ negligenciável, então

$$\dot{i}_{in} = \frac{1}{L_o} \cdot (2 \cdot \hat{\delta} \cdot v_i \cdot (D - r_{\delta}) - V_o \cdot \hat{\delta}) \quad (4.40)$$

No regime permanente temos $(D - r_{\delta}) = V_o / v_i$, então resulta em

$$\dot{i}_{in} = \frac{V_o \cdot \hat{\delta}}{L_o} \quad (4.41)$$

Colocando no plano frequencial, temos

$$\frac{\hat{i}_{in}}{\hat{\delta}}(s) = \frac{V_o}{s \cdot L_o} \quad (4.42)$$

Observamos que a equação (4.42) é idêntica a eq. (4.29), então concluímos que os métodos de controle do conversor "FB" são idênticos aos que foram feitos para o "Buck".

4.1.E.1) *Influência de Ruídos de Chaveamento*

Tanto no conversor "BUCK" quanto no conversor "FB", a forma de onda da corrente de entrada I_1 é descontínua, excursionando entre I'_{LO} e 0. Sendo assim, pode ser tratada como uma soma de duas componentes, uma "contínua" e outra alternada. A parcela dita "contínua" é o valor médio instantâneo, isto é, o valor médio da corrente durante um ciclo de chaveamento, o qual é de nosso principal interesse.

É evidente que um filtro passa baixas é necessário para a extração do sinal médio instantâneo. Porém esse filtro tem que apresentar rapidez suficiente para não atrasar demais a resposta do sistema, a ponto de não conseguir acompanhar a referência. Por outro lado, o filtro passa baixas que tem rapidez, não consegue grandes poderes de atenuação para a frequência de chaveamento, deixando consideráveis resíduos da parte alternada.

Sabemos que ao subtrair a referência com o sinal de realimentação assim filtrado, os resíduos da parte alternada apareceriam integralmente no sinal de erro, o qual é tratado pelo regulador e depois comparado com uma onda "dente de serra". O resultado de comparação é uma onda retangular com largura modulada pela amplitude de sinal. A Fig. 4.13 mostra o processo de modulação, onde podemos comparar a modulação feita por um sinal sem ruído e a feita por um com ruído. Nota-se então o distúrbio de modulação causada pela participação do ruído.

Ainda pode-se notar que um sinal com ruído tem sua modulação limitada, e tal limitação depende da amplitude do ruído. Quanto maior o ruído, menor será a excursão de modulação ($D_{\text{máx}} - D_{\text{min}}$).

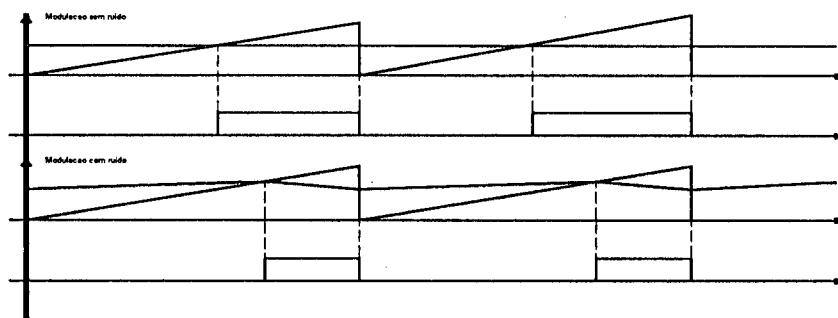


Fig. 4.13: Comparativo entre a modulação "PWM" feita por um sinal sem ruído (gráfico superior) e a feita por um sinal com ruído (gráfico inferior).

O conversor "BUCK" operando em regime permanente, a razão cíclica D é dada por V'_O/V_i . No caso da correção de fator de potência, a razão cíclica D varia de 1 até q , que normalmente não deve ser maior que 0,4, a fim de atingir um fator de potência razoavelmente alto. Por isso, o filtro de realimentação deve ter uma atenuação alta, diminuindo ao máximo os ruídos, quando a sua utilização é aplicada na correção de fator de potência, onde uma grande faixa de excursão é requerida. Isso também explica a não adoção de um compensador derivativo, já que ele tende a ampliar as componentes de alta frequência, que neste caso são indesejáveis.

A contraditoriedade do filtro de realimentação dada entre a velocidade e a atenuação desejada, força o emprego de um filtro "notch" passa-baixas, já que filtros passa-baixas de ordens elevadas são de difícil implementação e apresentam grandes distorções de fase. O filtro "notch" passa-baixas consiste em um filtro rejeita-faixa "notch" LC do tipo "trap", sintonizado na frequência de modulação, em série com dois filtros passa-baixas de primeira ordem em cascata, sintonizados na metade da frequência de modulação. A Fig. 4.14 representa esquematicamente o circuito proposto.

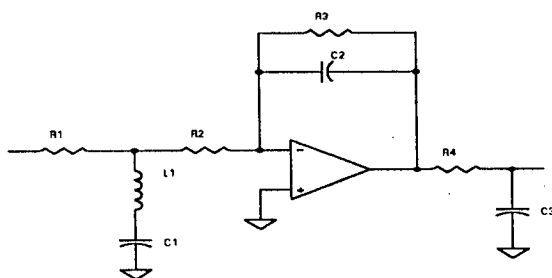


Fig. 4.14: Circuito do filtro proposto.

O filtro rejeita-faixa elimina quase toda a componente fundamental do ruído, e os filtros passa-baixas de 1ª ordem se encarregam de atenuar os componentes harmônicos do ruído. O sucesso deste conjunto de filtros em realizar tal tarefa, sem prejudicar a resposta do sistema deve-se aos dois fatores. Primeiro, os componentes harmônicos são bem menores em amplitude que o componente fundamental do ruído. Segundo, os passa-baixas tem frequências de corte bem inferiores a dos componentes harmônicos do ruído.

A influência da adição do filtro de realimentação é pequena sobre o conjunto. Isso é fácil de demonstrar através de 2 métodos.

A Fig. 4.15 apresenta o diagrama de bode da equação característica do sistema após a inserção do filtro na malha de realimentação. Observa-se que os pólos e zeros do filtro acrescentado estão localizados depois da metade da frequência de modulação, e por conseqüente, estão bem distantes da frequência de cruzamento do sistema.

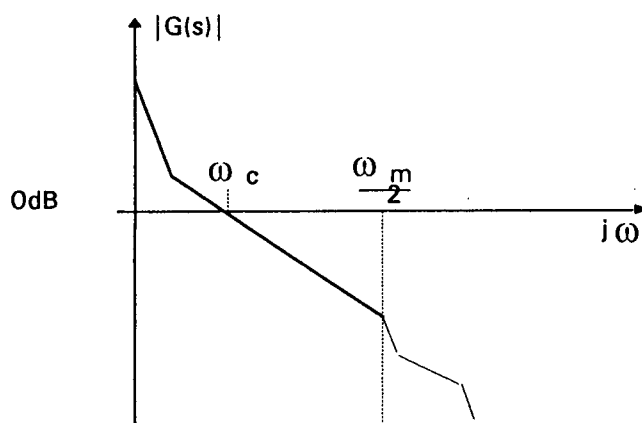


Fig. 4.15: Diagrama de bode da malha após a inserção do filtro.

Pelo diagrama de lugar das raízes apresentado na Fig. 4.16, conclui-se que o ganho (K_p) deve estar contido entre um determinado intervalo, já que com um ganho pequeno, os dois pólos da origem deslocam-se para um ponto cuja parte imaginária é maior que a parte real, o que significa que o sistema é pouco amortecido e de tempo de estabilização longo (parte real pequena); por outro lado, um ganho K_p muito grande

fará com que os pólos do filtro venham a influenciar na resposta do sistema, tornando-o instável.

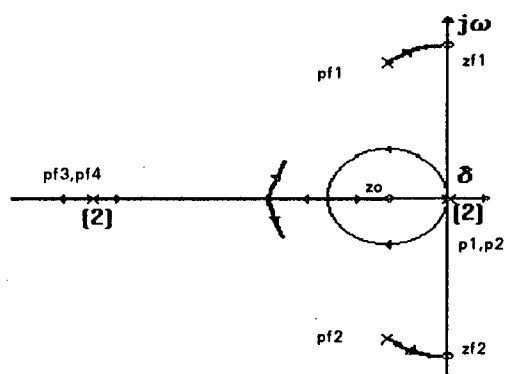


Fig. 4.16: Diagrama do lugar das raízes da malha de corrente após da inserção do filtro.

A mesma conclusão também estava evidente no diagrama de Bode, caso fossem traçados vários diagramas para diversos ganhos K_p .

4.1.E.2) *Influência do controle ativo no Transformador*

Nos conversores CA-CC ou CC-CC isolados, o transformador desempenha um papel importante, e sua análise torna então imprescindível.

Na maioria dos casos, a saturação do transformador não ocorre devido a forma de modulação e da tensão de barramento CC, já que as variações de modulação e da tensão do barramento são muito pequenas para acumular uma corrente de magnetização suficiente a ponto de saturar o transformador. Nos conversores ressonantes "ZCS", onde a frequência de modulação não é constante, mas a desmagnetização é garantida pelo tipo da comutação. O mesmo acontece com o conversor CA-CC "FB", em MCD, no qual a condução descontínua garante a desmagnetização.

Entretanto, o conversor "FB" em MCC tem uma forma de utilização do transformador imprevisível, porque é difícil de definir a tensão resultante de chaveamento sobre o transformador, a qual é responsável pelo seu estado de

saturação. Tal dificuldade deve-se tanto pelo controle ativo que varia "D" de 1 a q, quanto pela tensão do barramento CC que é semelhante a uma senóide retificada.

Para esclarecer este ponto, foi realizado um estudo baseado na teoria de modulação, utilizando a técnica de convolução, a qual relaciona o domínio temporal com o domínio frequencial. Da teoria de convolução, a multiplicação no domínio temporal equivale uma convolução no domínio frequencial e vice-versa. Esse princípio já foi utilizado na generalização de um conversor estático na Ref.[13].

Conforme a estrutura, a tensão de entrada segue uma forma de onda senoidal retificada. Logo é um formato repetitivo a frequência igual ao dobro da rede elétrica.

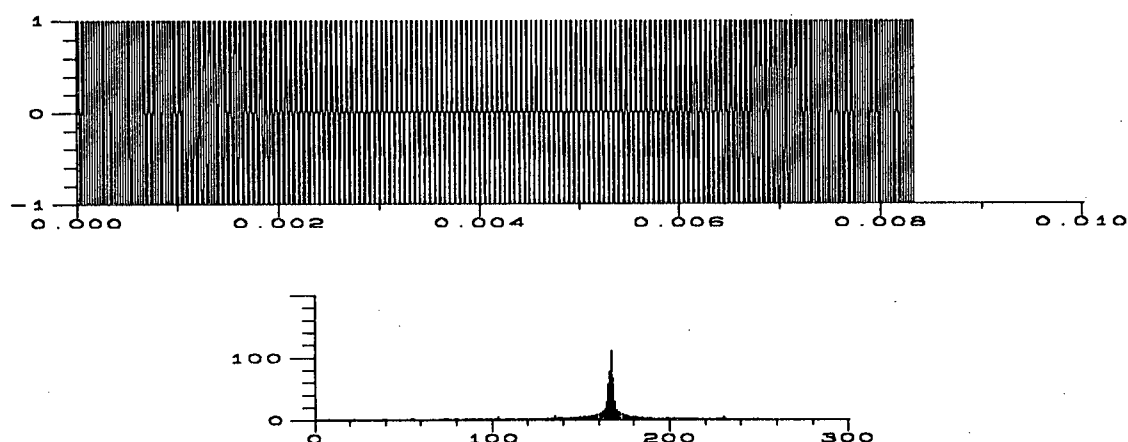


Fig. 4.17: Função portadora e o seu espectro resultantes do chaveamento e do controle ativo.

Considerando que o controle ativo não impusesse nenhuma resposta transiente ao sistema, então a modulação seria ideal e a razão cíclica será dada pela equação 3.35. Atribuindo o valor 1 para a amplitude da onda retangular resultante da função de comando das chaves da ponte, temos então uma função chamada de portadora. Esta função e o seu espectro estão representados na Fig. 4.17.

A fim de podermos diferenciar o modulante CC-CC com o CA-CC, colocamos a forma de onda da tensão de entrada e seu espectro na Fig. 4.18. No caso do conversor CC-CC, a tensão seria contínua, e o espectro estaria concentrado na origem.

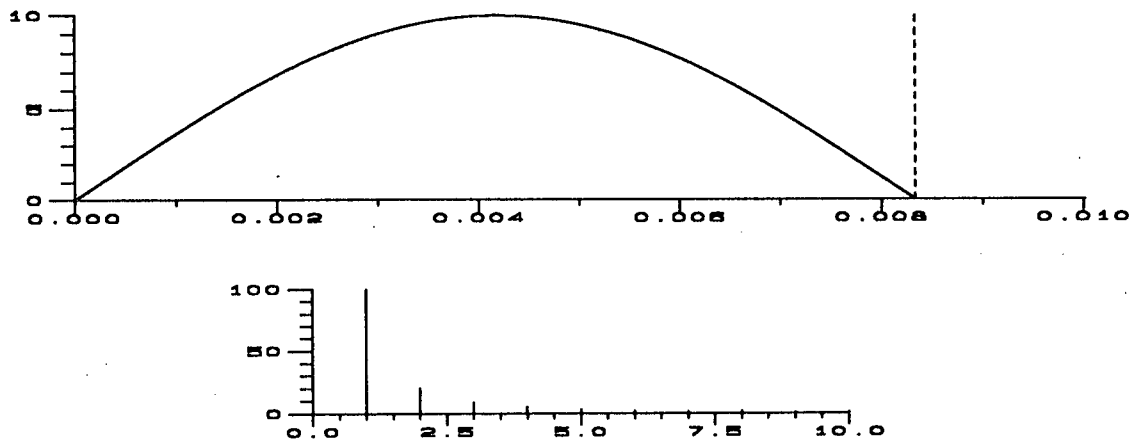


Fig. 4.18: Forma de onda da senóide retificada e seu espectro.

Observa-se que o espalhamento do espectro da Fig. 4.17 teria sido bem menor se não houvesse a variação de razão cíclica. Mas mesmo assim, os componentes harmônicos que formam a onda decaem rapidamente com o aumento da sua ordem. Então convoluindo este espectro com o da forma de onda da Fig. 4.18, tem-se o espectro e a forma de onda resultante na Fig. 4.19

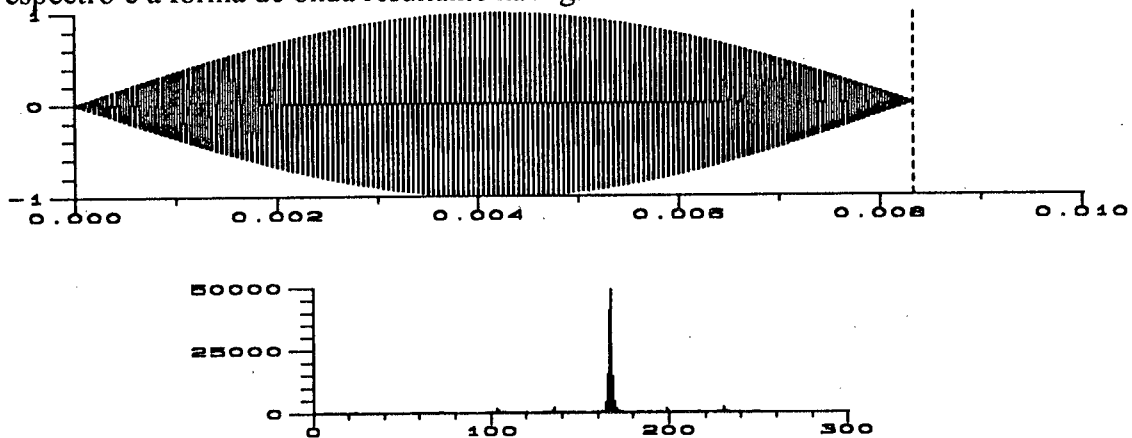


Fig. 4.19: Forma de onda da tensão no transformador e o espectro resultante de uma modulação ideal.

Esta figura nos mostra que o transformador está sujeito a uma tensão com pouquíssimas componentes de baixa frequência, o que garante a sua viabilidade prática. A Fig. 4.19 também aponta um espalhamento maior do espectro resultante comparado com o do conversor CC-CC, o qual proporciona uma energia maior nas bandas inferiores da frequência de modulação, em outras palavras, a corrente de

magnetização será tanto maior quanto mais for espalhado o espectro. Portanto, o projeto do transformador deve ser mais cauteloso e melhor dimensionado.

4.3) A MALHA DE TENSÃO

Antes de analisar a malha de tensão propriamente dita, é prudente visualizar a interconecção existente entre as grandezas, a tensão de saída e a corrente de entrada.

Essas duas grandezas são desacopladas no controle, no entanto, a interdependência delas está na estrutura. Uma variação de tensão de saída causa certamente uma mudança da corrente de entrada que voltará ao valor correto devido ao ação do controlador. Por outro lado, a referência da corrente de entrada é gerada multiplicando-se a saída do compensador de tensão com o formato da referência de acordo com o esquema da Fig. 3.4, caso a resposta da malha de tensão varie mais rápido que 16,667 ms, certamente a corrente de entrada terá seu formato alterado indesejavelmente.

No entanto, as duas grandezas não necessitam ter os mesmos tempos de resposta. A malha de tensão pode ser bem mais lenta que a de corrente, devido principalmente a grande quantidade de capacitores de filtro destinados a eliminar os "ripples" de 120Hz.

Desta forma podemos aproximar a malha de tensão para o circuito equivalente apresentado na Fig. 4.21.

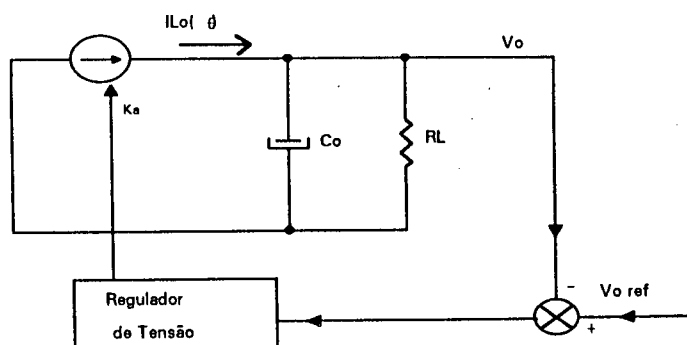


Fig. 4.21: Circuito equivalente da malha de tensão.

Neste circuito, todo o conversor é representado por uma fonte de corrente que fornece a corrente I_{Lo} , cuja forma de onda está caracterizada pela equação (4.43) e mostrada na Fig. 4.22.

$$I_{Lo}(\theta) = \begin{cases} 0 & p / \theta < \theta_1 \\ \left(\frac{\sin^2(\theta)}{q} + \sin(\theta) \right) \cdot n \cdot K_a \cdot V_m & p / \theta_1 \leq \theta \leq \pi - \theta_1 \\ 0 & p / \theta > \pi - \theta_1 \end{cases} \quad (4.43)$$

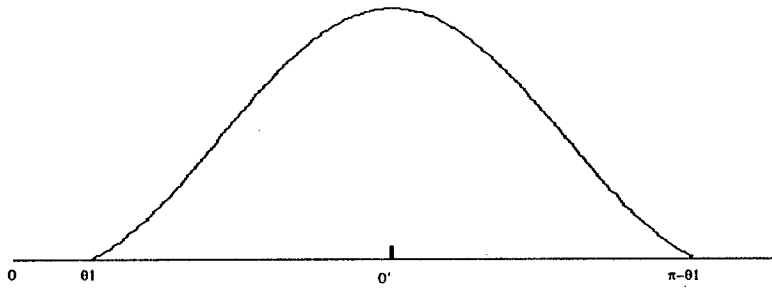


Fig. 4.22: Forma de onda de I_{Lo} do circuito equivalente.

Onde $q = \frac{V_o'}{V_m}$, e K_a é a saída do compensador de tensão, o qual é considerado constante durante um semi-ciclo da rede.

Para fins de análise da malha de tensão, o interesse principal é dado à parte contínua da corrente I_{Lo} , isto é, o valor médio por semi-ciclo da rede, pois ele define a tensão contínua da saída para uma determinada resistência de carga. Assim, a corrente I_{Lo} md pode ser dada pela equação (4.45).

$$I_{Lo\ md} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\pi - \theta_1} n \cdot K_a \cdot V_m \cdot \left(\frac{\sin^2(\theta)}{q} + \sin(\theta) \right) \cdot d\theta \quad (4.44)$$

$$I_{Lo\ md} = \frac{1}{\pi} \cdot n \cdot K_a \cdot V_m \cdot \left[3 \cdot \sqrt{1 - q^2} + \frac{1}{q} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q) \right) \right] \quad (4.45)$$

e v_o é dada pela equação (4.46)

$$V_o(s) = \frac{R_L}{\pi} \cdot n \cdot V_m \cdot K_a \cdot \left[3 \cdot \sqrt{1 - q^2} + \frac{1}{q} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q) \right) \right] \cdot \frac{1}{s \cdot R_L \cdot C_o + 1} \quad (4.46)$$

logo a função de transferência fica igual da equação (4.47)

$$G(s) = \frac{V_o}{K_a}(s) = \frac{R_L}{\pi} \cdot n \cdot V_m \cdot [3 \cdot \sqrt{1-q^2} + \frac{1}{q} \cdot (\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q))] \cdot \frac{1}{s \cdot R_L \cdot C_o + 1} \quad (4.47)$$

A análise da função de transferência a malha aberta conclui que ela possui duas não linearidades. A primeira é quanto ao ganho estático, o qual resulta-se da função implícita obtida diretamente da equação (4.47) fazendo $s = 0$. A segunda não linearidade reside no fato do pólo ser definido pela expressão $1/(R_L C_o)$, onde nota-se claramente que a variação da carga implica na mudança da posição do pólo.

Em relação ao ganho estático, podemos obter um modelo incremental onde V_o/K_a é substituído por $\Delta V_o/\Delta K_a$, e é válido apenas para um determinado ponto de operação. Utilizamos o gráfico da Fig. 3.10 para extrair o ganho estático do modelo incremental. Com uma carga fixa, tomam-se os pontos das curvas mais próximas do ponto de operação para calcular a razão $(q_2 - q_1)/(K_{a2} - K_{a1})$, em seguida, multiplica esta razão por V_m e depois divide-se pela relação de transformação n , resultando assim a equação (4.48)

$$g_{est} = \frac{\Delta q}{\Delta K_a} \cdot \frac{V_m}{n} = \frac{\Delta V_o'}{\Delta K_a \cdot n} = \frac{\Delta V_o}{\Delta K_a} \quad (4.48)$$

onde a equivalência do g_{est} é estabelecida na equação (4.49).

$$g_{est} = \frac{\Delta V_o}{\Delta K_a} = \frac{R_L}{\pi} \cdot n \cdot V_m \cdot [3 \cdot \sqrt{1-q^2} + \frac{1}{q} \cdot (\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(q))] \quad (4.49)$$

Em relação à segunda não linearidade, observamos que o pólo tanto mais se aproxima da origem quanto maior for a carga, isto é, menor R_L . No entanto, para uma determinada faixa de potência de trabalho, as posições do pólo para a mínima potência e máxima potência podem ser calculadas.

Desta forma, obtemos os modelos do sistema para fins de controle, estipulando os $G(s)$ s para a carga máxima e para a carga mínima.

Aplicando o controle pela realimentação negativa, montamos o esquema em blocos da Fig. 4.23.

O regulador escolhido é o regulador PI para eliminar o erro estacionário.

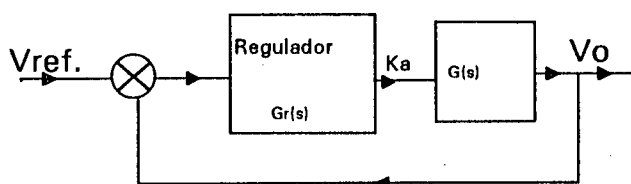


Fig. 4.23: Diagrama em blocos da malha de tensão.

O projeto do regulador é bastante simples, uma vez que a função $G(s)$ possui somente um pólo. Assim estabelecemos os seguintes passos do projeto.

- posicionar o zero do regulador na frequência não superior a 10Hz, para que a frequência de cruzamento fique em torno de 20Hz,
- estipular os $G(s)$ s para casos extremos de carga,
- calcule o ganho mínimo necessário para que o módulo do diagrama de bode não cruze 0dB com a inclinação de 40dB/dec, assegurando a estabilidade.
- determine o ganho do compensador integrador " K_i " e o ganho do compensador proporcional " K_p ".

Cabe ressaltar que a saída do regulador de tensão deve ser mais contínua possível, pois qualquer componente alternada irá multiplicar o formato de referência de corrente, distorcendo-o de forma que sua TDH aumente, isso também quer dizer que a presença de ruído na malha de realimentação de tensão pode prejudicar o fator de potência do conversor.

4.4) CONCLUSÃO

Neste capítulo, fez-se uma revisão bibliográfica sobre as principais técnicas de controle da corrente.

Realizou-se um modelamento para conversor "Buck" com o uso da técnica do espaço de estado médio. A função de transferência foi obtida e a estratégia de realimentação foi discutida.

Os métodos utilizados na obtenção da função de transferência por espaço de estado médio foram redirecionados na técnica do controle por valor médio. Com esta técnica foi possível obter modelos para o conversor "Buck" e para o conversor "FB",

ambos de extrema simplicidade. Com isso, permitiu uma análise da estrutura no domínio frequencial, resultando a decisão do emprego do regulador P.I. para controlar a malha de corrente.

A influência do ruído na malha de realimentação de corrente foi estudada e uma topologia de filtro foi escolhida para eliminar o ruído proveniente do chaveamento.

O comportamento do transformador sob efeito do controle ativo foi analisado, chegando a conclusão de que ele não apresenta indício de saturação, aprovando a sua viabilidade prática.

No processo de modelamento da malha de tensão, encontramos duas não linearidades, logo, funções de transferências diferentes foram extraídas para carga máxima e para carga mínima, e com isso delimitamos uma família de funções de transferência. Com a finalidade de eliminar o erro estacionário, utilizou-se o regulador P.I. para a malha de tensão, e o seu projeto deve levar em consideração as condições extremas da família de funções de transferência obtida.

Assim, podemos concluir que a estratégia geral do controle está na Fig. 4.24, onde podemos identificar duas malhas apresentadas na Fig. 4.25 e Fig. 4.26.

Na Fig. 4.24, notamos um bloco que subtrai a tensão de saída da tensão retificada de entrada. Este bloco é seguido pelo bloco grampeador que tem a função de cortar a parte negativa do sinal. Assim enquanto a tensão $|v_i| < V_O$ temos na saída do grampeador uma tensão nula, e quando $|v_i| > V_O$, temos na saída do grampeador uma tensão igual a $|V_m \sin(\theta)| - V_O$. Ressalta-se aqui, não consideramos a relação de espiras do transformador, o qual converte o V_O para V'_O .

Na Fig. 4.25 está apresentada a malha de corrente propriamente dita, a qual é constituída apenas por um regulador e a estrutura de potência. A realimentação negativa está representada simplificada e o filtro de realimentação foi suprimido.

Na Fig. 4.26 está apresentada a malha de tensão propriamente dita. Ela é constituída de um regulador P.I., um multiplicador analógico, a malha de corrente e a estrutura de potência.

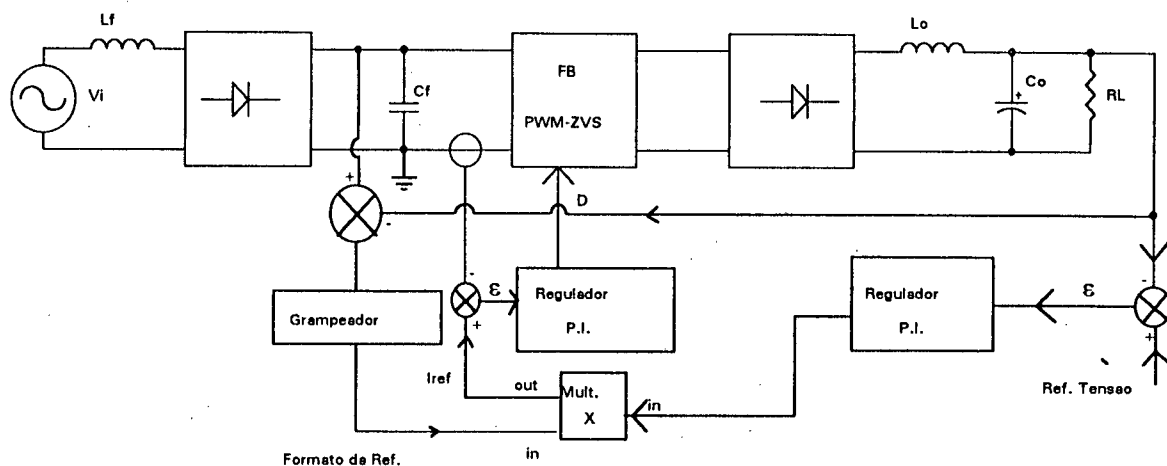


Fig.: 4.24: Estrutura geral do controle do conversor "FB" de alto fator de pot. em MCC.

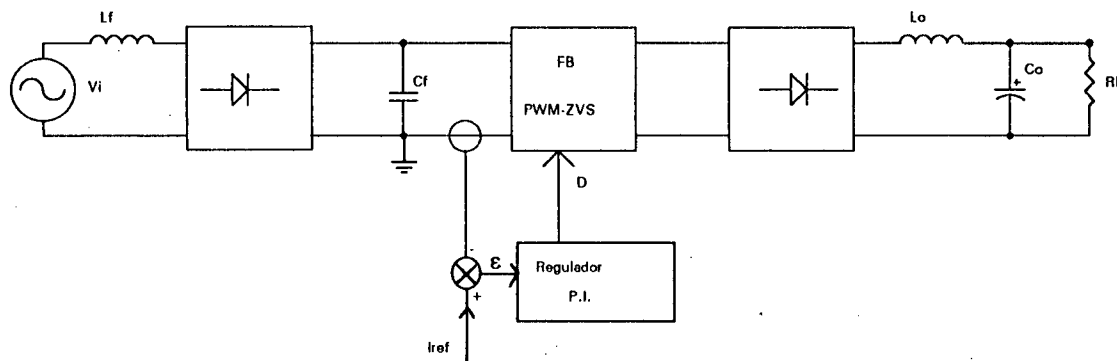


Fig.: 4.25: Malha de corrente propriamente dita do conversor "FB" em MCC.

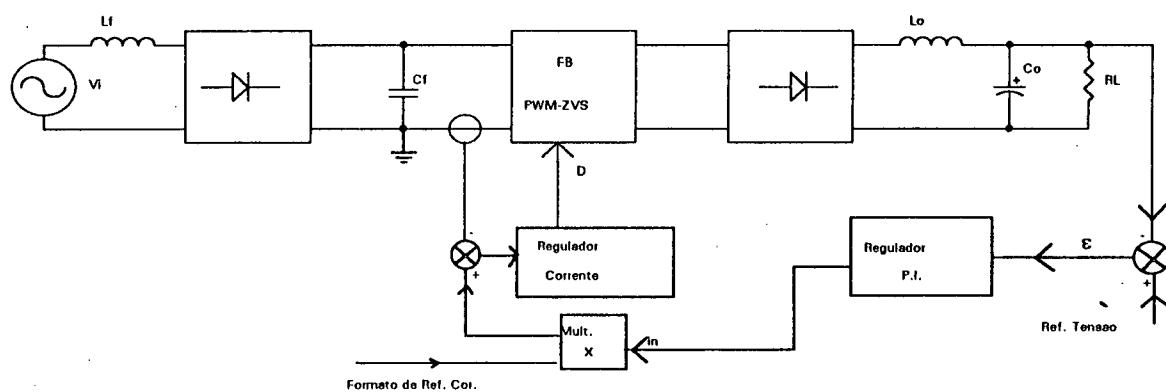


Fig. 4.26: Malha de tensão propriamente dita do conversor "FB" em MCC.

Nota-se que a malha de corrente está incluída na malha de tensão, pois a malha de corrente proporciona a capacidade ao regulador de tensão de controlar o fluxo de potência

Desta forma, concluímos que os objetivos deste capítulo foram atingidos, pois os modelos obtidos para as malhas de tensão e de corrente possibilitam a aplicação do controle ativo para que o conversor CA-CC "FB" em MCC com alto fator de potência.

CAPÍTULO V

PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CA-CC "FB" DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EM MCC

5.1) INTRODUÇÃO

Com a finalidade de comprovar os resultados teóricos obtidos e comparar o desempenho do funcionamento com o conversor em MCD, um conversor foi projetado e simulado com as seguintes especificações,

$$v_{ief} = 127 \text{ V}$$

$$P_O = 700 \text{ W}$$

$$V_O = 48 \text{ V}$$

$$f_s = 50 \text{ kHz}$$

$$FP = 0,97$$

Pode-se notar que as especificações são quase iguais as do MCD, exceto a potência de saída, a qual é o dobro da anterior. Isso é propositadamente feito para que haja uma comparação.

5.2) PROJETO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA

Já foi mencionado que devido o formato de referência da corrente adotado, o fator da potência do conversor em MCC tem o mesmo comportamento do conversor em MCD, logo podemos concluir que vamos adotar o mesmo "q" do projeto do conversor em MCD. Podemos ainda tratar da mesma maneira, a relação de espiras do transformador de isolamento (n).

Em seguida, projetaremos o valor da indutância de saída utilizando as equações da secção 3.6. Estimando uma variação de corrente do indutor de 20% da corrente máxima. Então da equação 3.49 obtemos,

$$L_O = 43,87 \mu\text{H}$$

atribuindo ao conversor um rendimento de 85%, e através da equação (3.34) obtemos o valor máximo do fator multiplicativo K_a .

$$K_{a \text{ máx}} = 93,76 \times 10^{-3} \text{ e } I_{in \text{ m}} = 16,84 \text{ A}$$

maximizando a equação 3.22 temos a corrente máxima do indutor do filtro de saída (L_O).

$$I'_{L_O \text{ máx}} = 28,6 \text{ A}$$

e pela equação 3.26 temos a corrente eficaz do transformador de isolamento,

$$I_{Tef} = 15,946 \text{ A}$$

Em comparação com o conversor em MCD, a potência foi duplicada, mas a corrente eficaz no transformador é apenas 1,66 vezes maior, isso demonstra que a perda no MCC foi reduzida.

Os parâmetros do transformador são

$$V_m = 179,6 \text{ V}, I_{Tef} = 15,946 \text{ A}, f_s = 50 \text{ kHz}, I_{T \text{ máx}} = 28,6 \text{ A} \text{ e } n = 1,4$$

E os parâmetros do indutor são

$$V_m = 80,6 \text{ V}, I_{Lef} = 22,3244 \text{ A}, f_s = 100 \text{ KHz} \text{ e } I_{L_O \text{ máx}} = 40,04 \text{ A}$$

Para os MOSFETs, a corrente de pico é igual a do transformador, e a corrente eficaz é a do transformador dividido por raiz de 2, logo, os parâmetros dos MOSFETs são,

$$V_m = 179,6 \text{ V}, I_{t \text{ ef}} = 11,27 \text{ A}, I_{t \text{ máx}} = 28,6 \text{ A} \text{ e } f_s = 50 \text{ kHz}$$

Para dimensionar a capacitância do filtro de saída, consideramos a amplitude do "ripple" de 10% da tensão de saída, assim, através da equação (3.43) obtemos,

$$C_O = 8,477 \text{ mF}$$

O filtro de entrada tem o mesmo procedimento do conversor em MCD. Em primeiro lugar, definimos a atenuação máxima de 40dB e uma defasagem de 10° para uma potência mínima de 70W, assim obteremos a frequência de corte do filtro de $\omega_O = 62520 \text{ rad/s}$, e com isso um fator de qualidade $Q = 29,276$.

As resistências equivalentes são de $230,4 \Omega$ e $23,04 \Omega$ para as potências mínima e a máxima respectivamente. Assim, resulta uma capacitância do filtro $C_F =$

2,03 μF e uma indutância do filtro de $L_f = 126 \mu\text{H}$. Com isso, obtemos uma defasagem de $0,89^\circ$ para a potência plena.

5.3) PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONTROLE DA MALHA DE CORRENTE

Para visualizar melhor as variáveis do projeto, mostramos na figura 5.1 os principais blocos de um circuito prático com as variáveis que cada um deles representam para a malha de corrente.

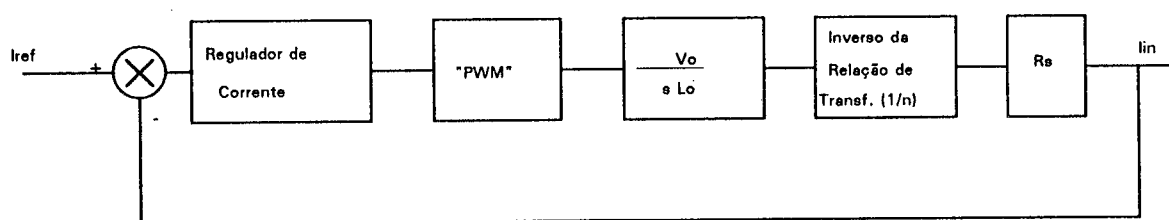


Fig. 5.1: Diagrama de blocos da malha de corrente considerando os fatores da implementação prática.

Conforme a Fig. 5.1, o circuito eletrônico linear do regulador não é capaz de trabalhar diretamente com as grandezas do circuito de potência, era preciso uma adequação de níveis de tensão e corrente, este ajuste é feito pelos blocos R_s e "PWM", desta forma as constantes presentes neles devem ser levadas em conta no projeto.

Para projetar a malha de controle da corrente, temos que calcular o ganho da malha levando em consideração todas as etapas do processamento de sinal. Conforme a Fig. 5.1, após o regulador temos um modulador "PWM" que proporciona um ganho de modulação. No método convencional, a modulação é realizada através da comparação do sinal de saída do regulador com uma onda dente de serra, neste caso o ganho é dado pelo inverso da amplitude da onda. Além disso, com a presença do transformador, é colocado um ganho inverso da relação de espiras do transformador,

pois a corrente do secundário é n vezes maior que a corrente do primário. assim a função característica da malha fica como a equação (5.1).

$$G(s) = K_R \cdot K_{PWM} \cdot \frac{V_o \cdot R_s}{L_o} \cdot \frac{s + Z_o}{s^2} \cdot \frac{1}{n} \quad (5.1)$$

Onde R_s é um sensor resistivo que traduz a corrente em tensão.

Foi também colocado na capítulo V, que é de costume colocar o "zero" do regulador em um décimo da frequência da modulação, a fim de conseguir uma boa estabilidade da malha. No caso do "FB", a frequência vista pela carga é o dobro de chaveamento, então o "zero" é colocado em um quinto da f_s . Assim usando os conceitos do controle linear clássico, chegamos ao ganho do regulador para a estabilização expreso pela eq. (5.2).

$$K_R = \frac{4 \cdot Z_o \cdot L_o \cdot n}{K_{PWM} \cdot V_o \cdot R_s} \quad (5.2)$$

Substituindo os valores de $K_{PWM} = 1/5,5$ e $R_s = 0,1 \Omega$ temos,

$$K_R = 17,687$$

Utilizando um regulador PI representado na Fig. 5.1 temos as seguintes expressões para o projeto do regulador real,

$$R_{f1} = \frac{1}{Z_o C_{f1}} \quad (5.3)$$

$$R_i = \frac{R_{f1}}{K_R} \quad (5.4)$$

$$e \quad C_{f2} = \frac{1}{R_{f1} \cdot \omega_s} \quad (5.5)$$

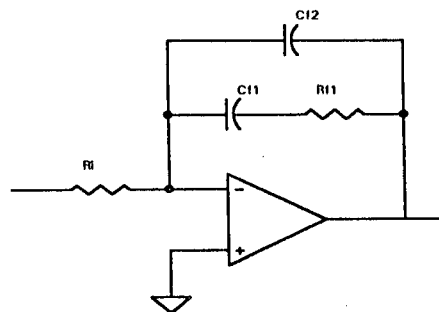


Fig. 5.2: Esquemático de um regulador P.I. implementado com um AMPOP.

Atribuindo $C_{f1} = 1 \text{ nF}$, temos $R_{f1} = 15915 \, \Omega$, $C_{f2} = 200 \text{ pF}$, e $R_i = 1 \text{ K}\Omega$.

Simulando a malha de corrente assim projetada com algumas simplificações para diminuir esforços computacionais, obtivemos os resultados apresentados nas figuras a seguir.

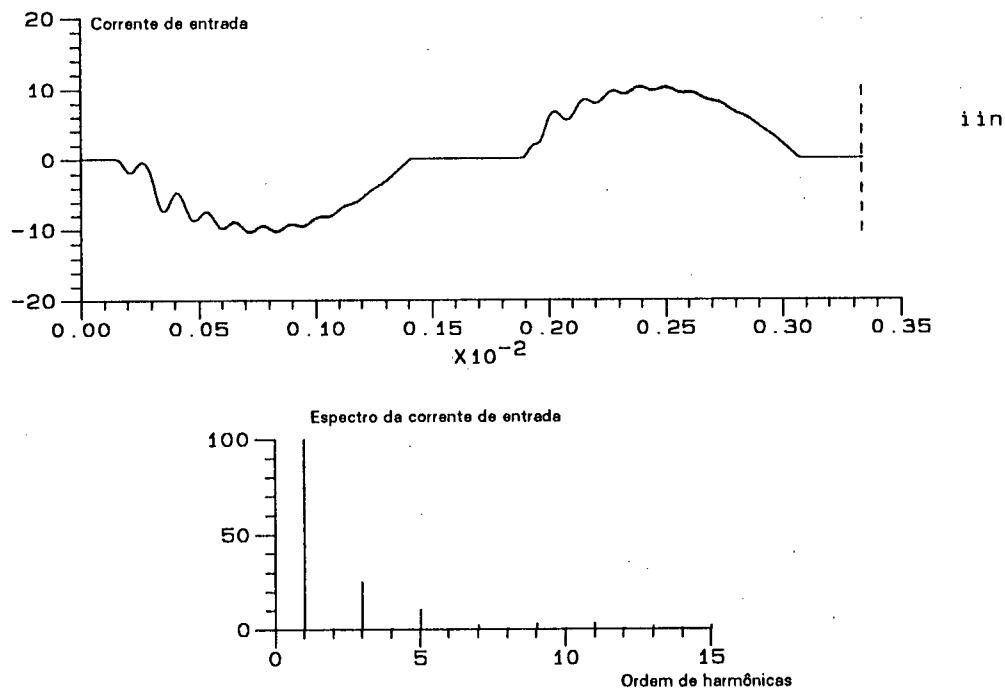


Fig. 5.3: Formada da onda da corrente de entrada a seu espectro harmônico.

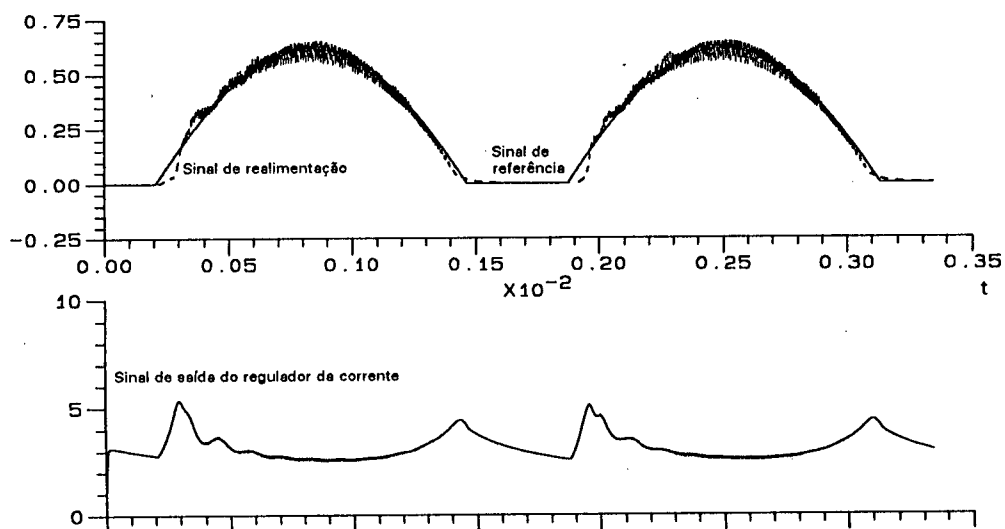


Fig. 5.4: No gráfico superior, a referência de corrente e o sinal de realimentação. No gráfico inferior, sinal de

Na Fig. 5.3 apresentamos a forma de onda da corrente de entrada e a sua análise harmônica, observa-se que o comportamento do espectro está conforme o esperado, as amplitudes das harmônicas decaem com aumento da ordem. É preciso salientar que a frequência da rede foi aumentada para 300 Hz, a fim de reduzir o esforço computacional, e tornar praticável a simulação.

A Fig. 5.4 apresenta as curvas dos sinais do circuito de controle. No traço superior nota-se que o sinal de realimentação após o filtro aproxima-se bastante da referência. Ainda podemos apontar a não linearidade da estrutura de potência no início do ciclo de condução, onde mesmo com a razão cíclica máxima (no traçado inferior, o sinal que modula a razão cíclica está com a amplitude máxima da onda dente de serra que é 5.5V), a taxa de subida da corrente é inferior a da referência, causando um atraso na corrente de entrada. Esta distorção reduziria teoricamente o fator de potência, Mas na prática não foram verificadas diferenças significativas.

Fig. 5.5 é constituída pelas três curvas, a curva de tensão do capacitor de entrada mostra que a presença do filtro teve pequena influencia no funcionamento do conversor, pois a tensão máxima não diminuiu com aplicação de carga. Um ponto interessante a ser notado, está nas oscilações da corrente do indutor do filtro de entrada, as quais apresentam-se na corrente de saída com menor intensidade, isso talvez seja resultado da oscilação local do filtro de entrada.

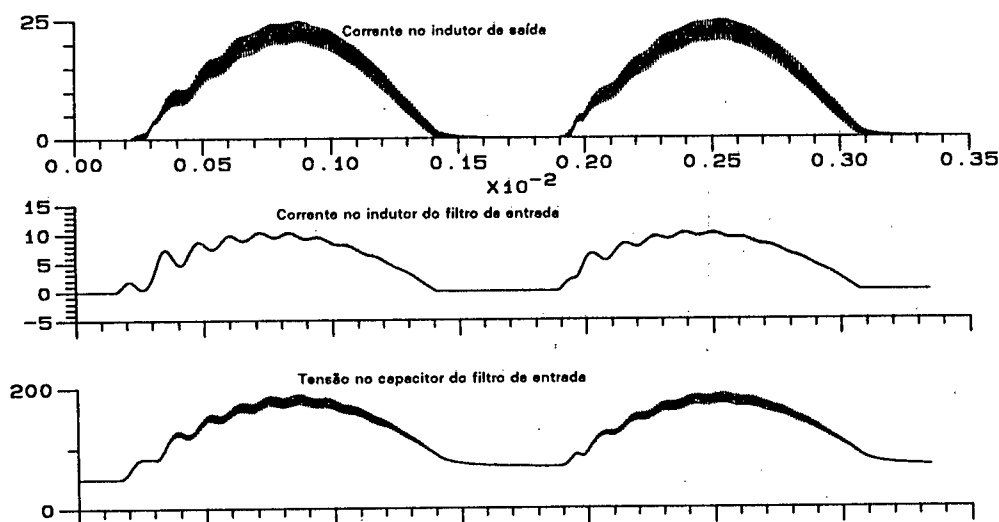


Fig. 5.5: Formas de onda da tensão e corrente do filtro de entrada e da corrente I_{LO} .

A corrente de magnetização está apresentada na Fig. 5.6. Essa corrente é obtida simulando a indutância de magnetização por meio de uma indutância pura, colocada no lugar do transformador. Da análise harmônica desta corrente, chegamos a conclusão que a energia concentra-se em torno da frequência de chaveamento com um pequeno espalhamento, como havia sido previsto. Desta forma provamos que a malha de corrente é suficientemente estável para que o transformador trabalhe sem saturação.

Assim, concluímos que o modelamento e análise da malha de corrente são de fato corretos, e podem ser implementados na prática.

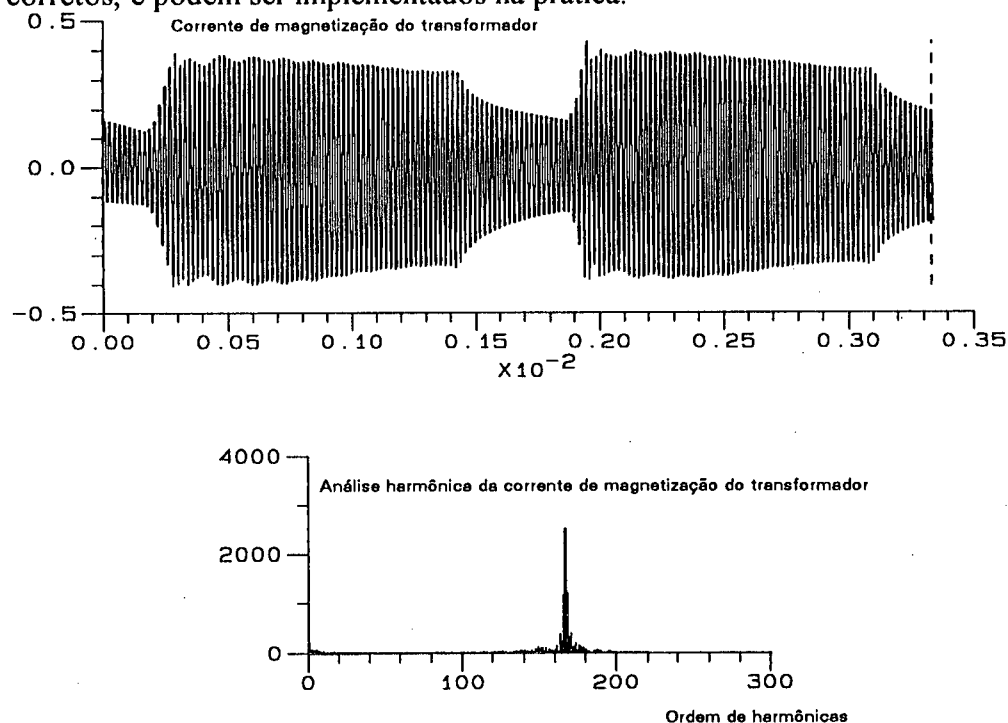


Fig. 5.6: Forma de onda da corrente de magnetização simulada e o espectro harmônico.

5.4) PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONTROLE DA MALHA DE TENSÃO

Para facilitar a compreensão dos passos do projeto, apresentamos na Fig. 5.2 um diagrama em blocos da malha de tensão.

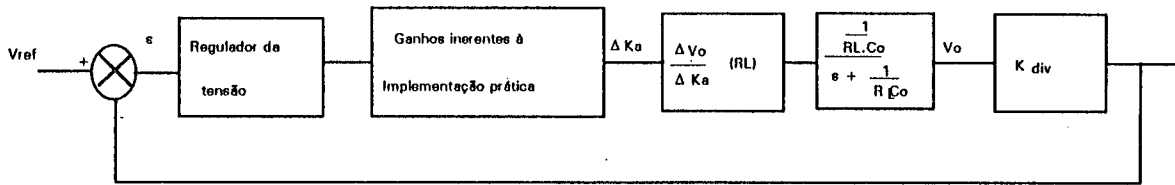


Fig. 5.2: Diagrama em blocos da malha de tensão, considerando os fatores práticos de implementação.

Da mesma origem da malha de corrente, foi preciso fazer certas adequações de níveis de tensão e corrente na malha de tensão. Essas adequações incluem o bloco do divisor de tensão que apresenta uma constante de atenuação K_{div} , e o bloco de implementação prática, que devido à geração de formato de referência de corrente, ao multiplicador analógico, ao sensor resistivo da corrente e à relação de espiras do transformador, apresenta um ganho genérico de G_{imp} . A saída deste bloco corresponde a variável K_a .

Da Fig. 5.2 tiramos a equação característica da malha,

$$G(s) = K_r \cdot G_{imp} \cdot K_{div} \cdot \frac{\Delta V_o}{\Delta K_a} (R_L) \cdot \frac{1}{R_L \cdot C_o} \cdot \frac{s+Z}{(s+\frac{1}{R_L \cdot C_o}) \cdot s} \quad (5.6)$$

O tempo de resposta da malha de tensão não deve ser menor que 16,66 ms, caso contrário, teremos a referência de corrente distorcida pela saída do regulador de tensão através do multiplicador analógico. Assim, limita-se pela máxima a frequência de cruzamento da malha de tensão em 30 Hz, a qual implica um posicionamento do "Z" em 30π rad/s.

Devido as não linearidades da malha, devem ser feitos projetos para as condições de carga máxima e de carga mínima. No entanto, a prática demonstra que o projeto feito para R_L min. funciona bem na condição da carga mínima.

Supondo agora que o ganho da implementação prática seja 0,3. Na potência máxima temos uma carga R_L min de $3,29 \Omega$, e com uma capacitância do filtro de

saída de 8,477 mF, logo o pólo da estrutura de potência fica em 35,84 rad./s. Assim para que se tenha uma boa performance, projetamos o ganho pela seguinte equação,

$$K_r \cdot G_{\text{imp}} \cdot K_{\text{div}} \cdot \frac{\Delta V_o}{\Delta K_a} (3.29)|_{q=0,3757} = 8,3668 \quad (5.7)$$

$$\text{Escolhendo um } K_{\text{div}} = 3/20 \text{ tem-se } K_r \times \frac{\Delta V_o}{\Delta K_a} (R_L) = 185,93$$

consultando a equação (3.36) e o gráfico da Fig. 3.10, obtivemos um $\frac{\Delta V_o}{\Delta K_a} (R_L) = 276,3$. Logo, $K_r = 0,6729$.

Utilizando o regulador da Fig. 5.1, calculamos os valores dos componentes. Fixando o $C_f = 220 \text{ nF}$, tem-se,

$$R_{f1} = 48228 \, \Omega \text{ e } R_i = 71669 \, \Omega.$$

Simulando o regulador assim projetado com simplificações para minimizar os esforços computacionais, obtivemos os resultados apresentados nas figuras a seguir.

Na Fig. 5.6 apresentamos três formas de ondas de uma simulação, onde perturbamos com a chaveamento de uma carga, que variou de em torno de 10W para a carga plena (700W). Na curva da tensão de saída percebemos uma pequena queda de tensão no instante 200 ms, recuperando logo em seguida a tensão média, porém com a aplicação da carga, o "ripple" da tensão aumentou. Na curva de corrente do indutor, pode-se notar o crescimento da amplitude da corrente durante dois semi-ciclos, sem que as formas de ondas tenham grandes distorções, confirmando o bom tempo da resposta do controle da malha de corrente.

A curva da saída do regulador da tensão nos mostra um tempo de estabilização de em torno de 30 ms, com um sobre-sinal de 15%. Entretanto, este sobre-sinal não aparece na tensão de saída, que é a variável de nosso interesse. Isto porque, a corrente de atuação não é continua, pois ela tem o mesmo formato da curva da corrente do indutor.

Simulação de malha de tensão

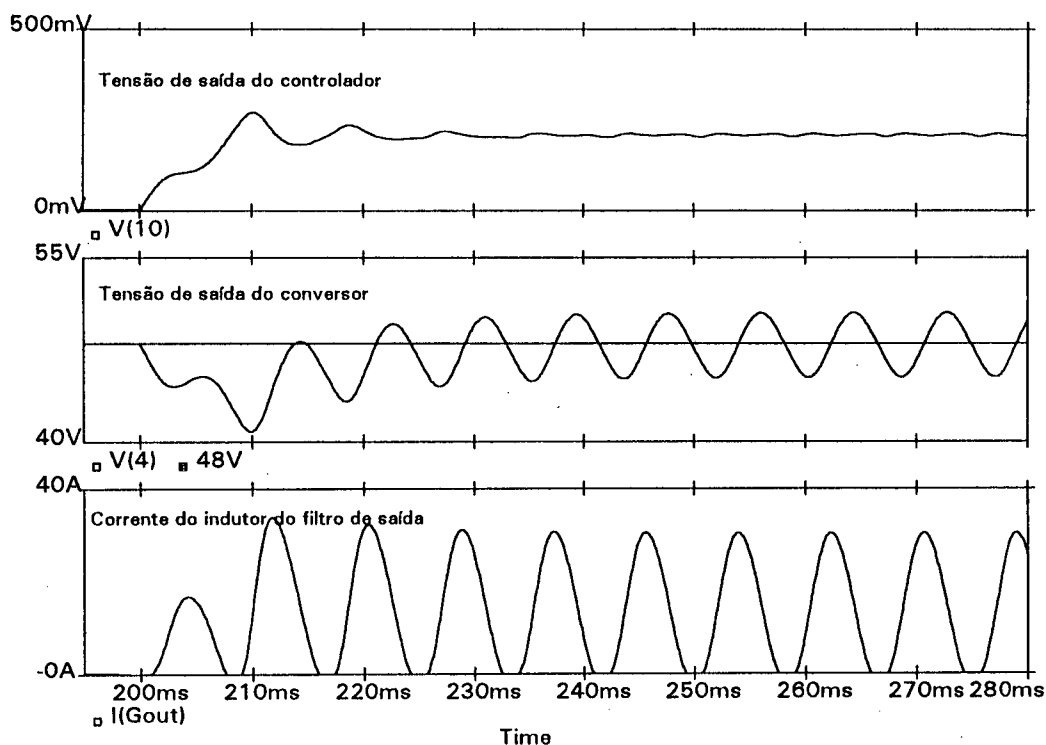


Fig. 5.6: No traçado sup., a tensão de saída do regulador de tensão; no traçado do meio, a tensão na carga; no traçado inferior, a corrente do indutor do filtro de saída.

Assim, nos intervalos de menor condução, o erro do regulador torna-se maior, resultando o sobre-sinal, porém não prejudica de forma alguma a performance do conjunto.

5.5) CONCLUSÃO

Foi projetado um conversor CA-CC "FB" de alto fator de potência operando em MCC. O projeto da estrutura de potência mostrou a redução de perdas em relação a operação em MCD, atendendo o objetivo inicial.

Durante o projeto do circuito de controle da malha de corrente e da malha de tensão, foi possível demonstrar o procedimento de cálculo utilizando as equações obtidas da análise teórica.

O conversor foi simulado e os resultados obtidos atenderam aos valores esperados, comprovando a validade da análise.

Entre os resultados da simulação, observou-se uma não linearidade na malha de corrente que não foi prevista pela análise teórica. Essa não linearidade acontece no início do ciclo de condução da rede (θ_1), onde a estrutura de potência apresenta um ganho muito pequeno devido a baixa tensão de entrada. Apesar disso, o regulador apresentou boa performance e manteve a estabilidade.

CAPÍTULO VI

VALIDAÇÃO PRÁTICA DO CONVERSOR CA-CC "FB PWM-ZVS" DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EM MCC

6.1) INTRODUÇÃO

Neste capítulo será abordado um conversor "FB" com comutação "ZVS" para correção de fator de potência. Este conversor é implementado no laboratório, para que possamos validar os estudos realizados até agora.

Para tanto, utilizou-se de uma montagem previamente feita para outras experiências acrescentando-lhe uma placa de controle e modulação, e alterou-se o indutor e o capacitor do filtro de saída. Nesta montagem, o transformador tinha uma relação de 1:1, o qual caracterizava uma condição particular do projeto. As especificações feitas a partir da estrutura existente são:

- Tensão eficaz de entrada $v_{ief} = 110V$,
- Relação de transformador $n = 1$,

e as definidas para o novo projeto são:

- Potência de saída $P_o = 700W$
- Relação $V'_o/V_m = 0,321$
- Tensão de saída $V_o = 50V$
- Fator de potência $FP = 0,9777$
- Frequência de chaveamento $f_s = 100kHz$.

Assim temos $V_m = 155,56V$

6.2) ANÁLISE E PROJETO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA

Estimando uma variação de corrente do indutor $\Delta I_{Lo}/I_{Lomáx}$ de 0,15 quando a tensão de entrada é máxima, obtemos então a indutância L_o substituindo os valores na equação (3.49).

$$L_o = 35,38 \mu\text{H}$$

Como não há especificação de ondulação de tensão na carga, foi utilizado um capacitor de 3 mF como filtro de saída.

Para calcular os esforços nos componentes da estrutura de potência, em primeiro lugar determinamos o fator multiplicativo K_a pela equação (3.34).

Considerando um rendimento de 85% tem-se,

$$K_a = 0,1138$$

$$\text{Assim, } I_{L_{om\acute{a}x}} = 0,1138 \times 155,56 \times (1-0,321)/0,321 = 37,61 \text{ A}$$

e pelas equações (3.26), (3.27), (3.28),

$$I_{Tef} = 27,14 \text{ A}$$

$$I_{sef} = 19,19 \text{ A}$$

$$I_{Loef} = 27,14 \text{ A}$$

e pela equação (3.42), temos a amplitude da ondulação de tensão na saída

$$\Delta V_{om\acute{a}x} = 17,38 \text{ V}$$

6.3) CIRCUITO DE COMANDO

Com a finalidade de construir um comando compacto, confiável e robusto, utilizou-se o CI 3854 da UNITRODE para as funções principais como modulador, reguladores e o multiplicador analógico, sendo as demais funções de suporte realizadas pelos circuitos auxiliares constituídos de AMPOPs, CIs CMOS, diodos e elementos RLC. A placa de comando implementada é do tipo isolado e alimentado por uma fonte auxiliar.

O diagrama em blocos está na Fig. 6.1, onde cada bloco tem uma função específica descrita a seguir.

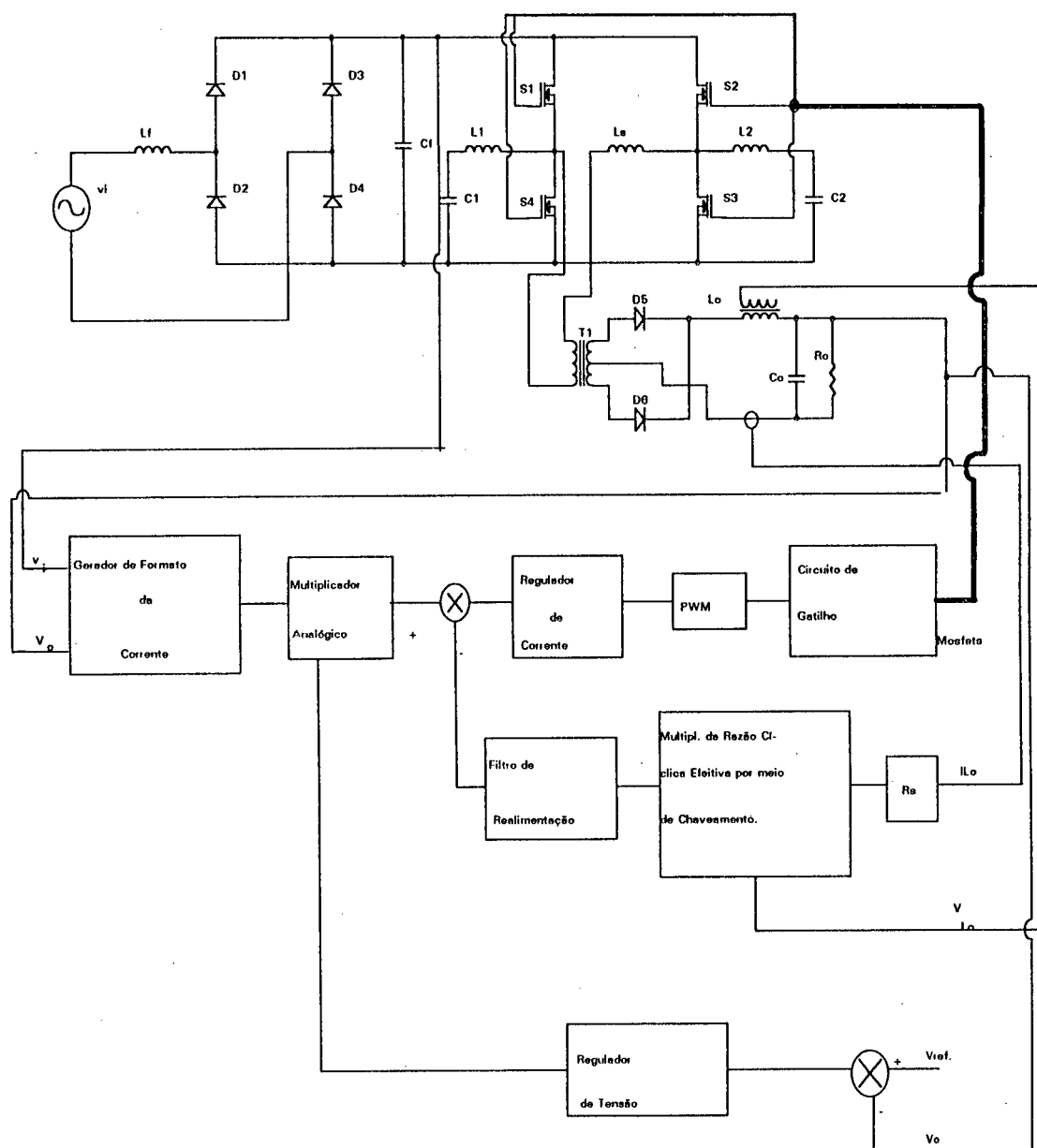


Fig. 6.1: Diagrama em blocos do conversor completo, destacando circuito de comando.

6.3.1) Gerador de formato de referência de corrente

Este bloco tem a função de gerar uma forma de onda pelo qual o conversor deve impor a corrente de entrada.

de saída. No entanto a simples operação de subtração analógica não é suficiente, pois o sinal excursiona para parte negativa. O problema é resolvido com uso de um retificador de meia onda linearizado.

A tensão de entrada retificada não foi extraída diretamente, pois essa prática comprometeria a isolamento do comando. Para que isso não ocorra, utilizou-se um transformador de sinal de 60Hz, para obter a tensão de entrada e só então é feita a retificação.

6.3.2) Multiplicador Analógico

Esse bloco realiza a operação de multiplicação entre o formato da referência de corrente e o variável K proveniente do regulador de tensão. Com isso regula a amplitude da referência de corrente de entrada pela qual o conversor deve seguir fielmente.

Assim, a variável K regula a amplitude de corrente de entrada e por sua vez, define a potência processada.

Esse bloco é construído internamente no CI 3854, restando a colocação de apenas um resistor que define o amplitude máxima de saída, o qual deve ser condizente com a potência estabelecida para o conversor.

6.3.3) Regulador da malha de corrente

É basicamente um regulador P.I. que consiste de um AMPOP e uma rede RC que determina a função de transferência do regulador. O terminal não-inversor do AMPOP recebe a sinal de referência, e no terminal inversor é injetado o sinal equivalente a corrente de entrada, devidamente tratado. O sinal de erro resultante passa pela rede RC do regulador, transformando em um nível contínuo que servirá para modular o "PWM".

6.3.4) Modulador "PWM"

É um modulador clássico, construído com um oscilador, um gerador de onda dente-de-serra, um comparador e um Flip-Flop tipo RS. O sinal proveniente do regulador de corrente P.I. é comparado com a dente-de-serra, resultando um trem de pulsos retangulares cuja largura é proporcional a amplitude do sinal do regulador. Esses pulsos vão zerar a saída do Flip-Flop, o qual é ligado no início de cada ciclo. Desta forma resulta-se sempre a forma de onda retangular com bordas bem definidas. A circuitagem deste bloco também é totalmente interna ao CI 3854, exceto a rede RC que definem a frequência do oscilador. Como o conversor foi projetado para operar em 100kHz, a frequência do oscilador deve ser o dobro, isto é 200kHz. O modulador em questão possui uma onda de dente de serra de amplitude de 5,5 V, logo o K_{PWM} deste bloco é de 0,18182.

6.3.5) Circuito de gatilho

É o circuito responsável pelo correto funcionamento dos MOSFETs da ponte. Esse circuito recebe o trem de pulsos na saída do CI 3854, e os organiza em duas ondas retangulares de frequência fixa com largura de 50%, defasadas entre si de um ângulo ϕ . Este ângulo equivale a largura do pulso na saída do modulador "PWM". Desta forma obtemos um comando por deslocamento de fase "Phase Shift". Além disso, esse bloco providencia os circuitos de tiristor dual para os MOSFETs da ponte, colocando retardos adequados para o seu funcionamento correto.

A conversão do trem de pulsos para ondas defasadas é feita pelos Flip-Flops que dividem a frequência por dois. Os circuitos de tiristor dual tem sua implementação clássica, e os retardos são obtidos com pequenas redes RC.

6.3.6) Sensor resistivo de corrente

Consiste de um único elemento resistivo que traduz fielmente a corrente em tensão. Este resistor deve apresentar bom poder de dissipação e pequenas variações térmicas, pois a corrente que passa por ele é bastante elevada. Na implementação real, ele é construído por 10 resistores de 1 ohm com 1% de imprecisão em paralelo,

obtendo assim um sensor de $0,1 \Omega$ de boa precisão e estabilidade, mesmo sob efeito de aquecimento.

6.3.7) Multiplicador de razão cíclica efetiva por meio de chaveamento

O estudo teórico e a simulação mostraram que era impraticável coletar amostras de corrente de entrada do conversor no seu estágio de entrada, porque os circuitos reativos presentes no primário do transformador como circuitos de auxílio a comutação, interferem muito na formação da corrente na entrada, devido a sua energia reativa. Por isso, a amostra de corrente de entrada é recomposta a partir da corrente de indutor de saída, retirando desta a parcela de roda-livre, isto também equivale dizer que $I_{in} = I_{L_o} \times D_{efet.}$. Para isso, usou-se um artifício eletrônico de empregar duas chaves analógicas comandadas pela tensão do indutor L_o , como mostra a Fig. 6.2. Enquanto a tensão sobre o indutor estiver positiva, a chave S1 está fechada e S2 aberta, então $V_1 = I_{L_o} \times R_s$.

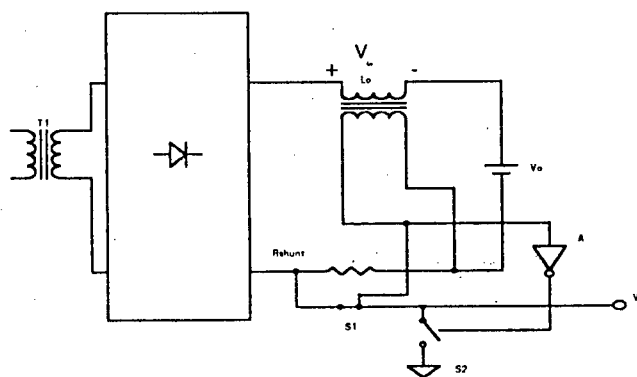


Fig. 6.2: Circuito do multiplicador da razão cíclica efetiva.

Ao entrar em ciclo de roda-livre, a tensão sobre L_o inverte-se, e com isso abre a chave S1 e fecha S2, então $V_1=0$.

Integrando a tensão durante um período de chaveamento, podemos obter a equação (6.2),

$$\overline{V_1} = I_{L_o} \cdot R_s \cdot D \cdot T_s + 0 \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (6.1)$$

Logo, conseguimos recompor a corrente de entrada refletida ao secundário do transformador a partir do I_{L0} . Este bloco deve apresentar ganho 1.

6.3.8) Filtro de realimentação

Esse bloco consiste em um conjunto de filtros que visa em retirar as partes alternadas de alta frequência, fazendo o papel do integrador mencionado anteriormente.

No capítulo III, discutiu-se os requisitos para esses filtros que basicamente devem ter uma boa resposta dinâmica e grande atenuação para certas frequências. Na implementação prática, usou-se um indutor de indutância variável para rede LC, a fim de facilitar o ajuste do sistema. Os filtros passa-baixas de 1ª ordem estão desmembrados em duas partes, sendo que uma delas é realizada com um AMPOP que também desempenha a função de desacoplamento de impedâncias, e a outra fundiu-se juntamente com o regulador de corrente.

Foi verificado na montagem prática que na saída deste bloco, temos uma tensão que é proporcional a corrente de entrada. Esta tensão entra no regulador de corrente, fechando a malha da corrente. Este bloco implementado na figura 6.3 tem ganho unitário.

6.3.9) Regulador de tensão

É um regulador P.I. de tempo de resposta bastante lento pelas razões já mencionados no capítulo III. Tem como entrada uma referência contínua, bem estabilizada e a tensão de saída na carga.

O AMPOP compara a referência com a tensão de saída, resultando um sinal de erro, o qual é amplificado pela função de transferência da rede de compensação e é aplicado ao multiplicador analógico sob denominação de variável K.

Desta forma, quando a tensão de saída cai por aumento de carga, o erro tende a aumentar, e com isto, aumenta a amplitude de K. Proporcionalmente a amplitude da referência de corrente de entrada também aumenta, elevando a potência processada,

até que a tensão de saída estabiliza em nível anterior a perturbação. Assim explica-se o fechamento da malha de tensão. A constante K_{div} do circuito implementado na fig. 6.3

é dado por $K_{div} = \frac{R_{42} + x \cdot R_{41}}{R_{42} + R_{41} + R_{40}}$. e G_{imp} é dado pela expressão

$$G_{imp} = \frac{R_{13} \cdot R_{44}}{(R_7 + R_8) \cdot R_{37}} \cdot \frac{1}{R_6 \cdot n_{T1}}$$

Os blocos acima mencionados foram implementados na prática pelos circuitos apresentados nas Figuras 6.3, 6.4, 6.5 e 6.6.

No esquema da Fig. 6.3, consta a fonte auxiliar que fornece a alimentação para todo circuito de comando. Ele é constituído pelo transformador T2, os diodos D13 a D19 e os reguladores U1 e U2. O formato de referência de corrente é gerado por T3, D20 a D23 e C.Is U3A e U3D.

Na Fig. 6.4 está o circuito do C.I 3854, ele desempenha a função de multiplicador analógico, o regulador da malha de corrente e o regulador da malha de tensão. O multiplicador de razão cíclica efetiva por meio de chaveamento é constituído por transistor Q1, os C.I.s U4, U5A a U5C. O filtro de realimentação é formado por L5, C24, R27 e C.I. U3D.

A Fig. 6.5 representa a estrutura de potência, nela consta a ponte retificadora, o filtro de entrada, a ponte completa com os circuitos de auxílio a comutação, o transformador de isolação, o capacitor e o indutor de filtro de saída.

O circuito da Fig. 6.6 é do bloco do circuito de gatilho. As ondas retangulares defasadas são geradas pelos Flip-Flops U8A e U8B. As suas saídas passam pelos circuitos de retardo, e vão alimentar os transistores que estimulam os circuitos do tiristor dual.

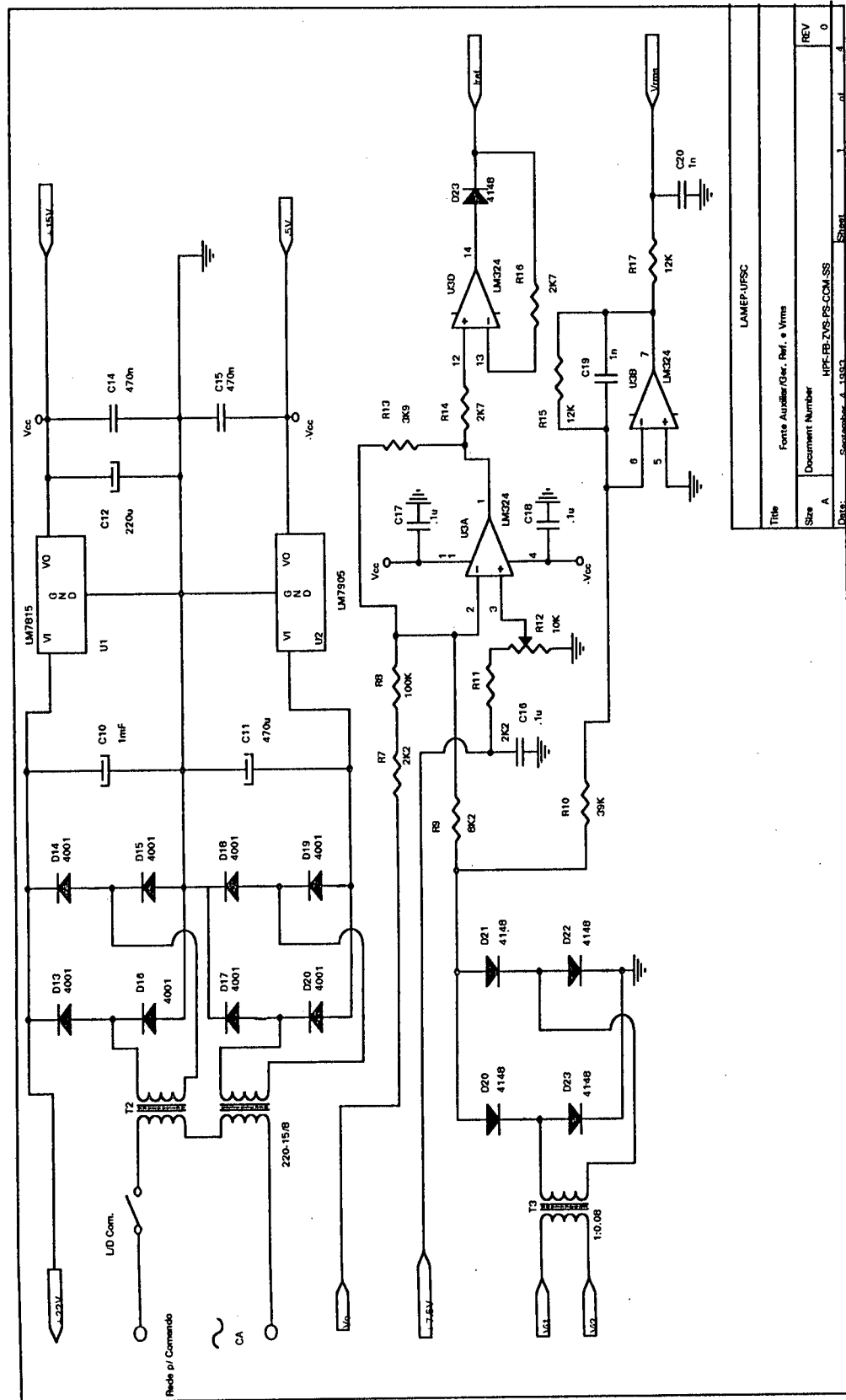


Fig. 6.3: Esquemático dos circuitos de fonte auxiliar e gerador de formato da referência de corrente.

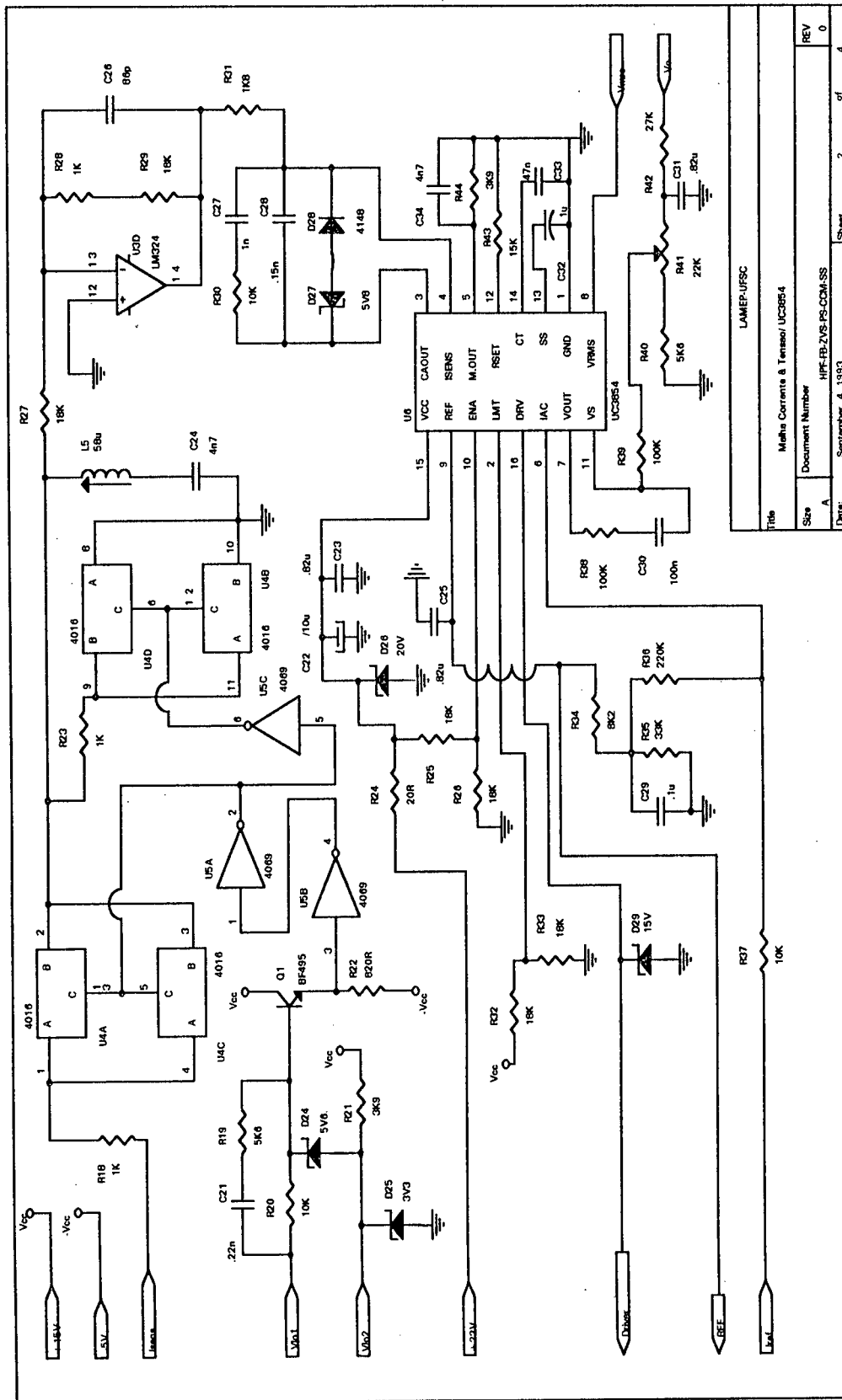


Fig. 6.4: Esquemático dos circuitos da malha de corrente e de tensão.

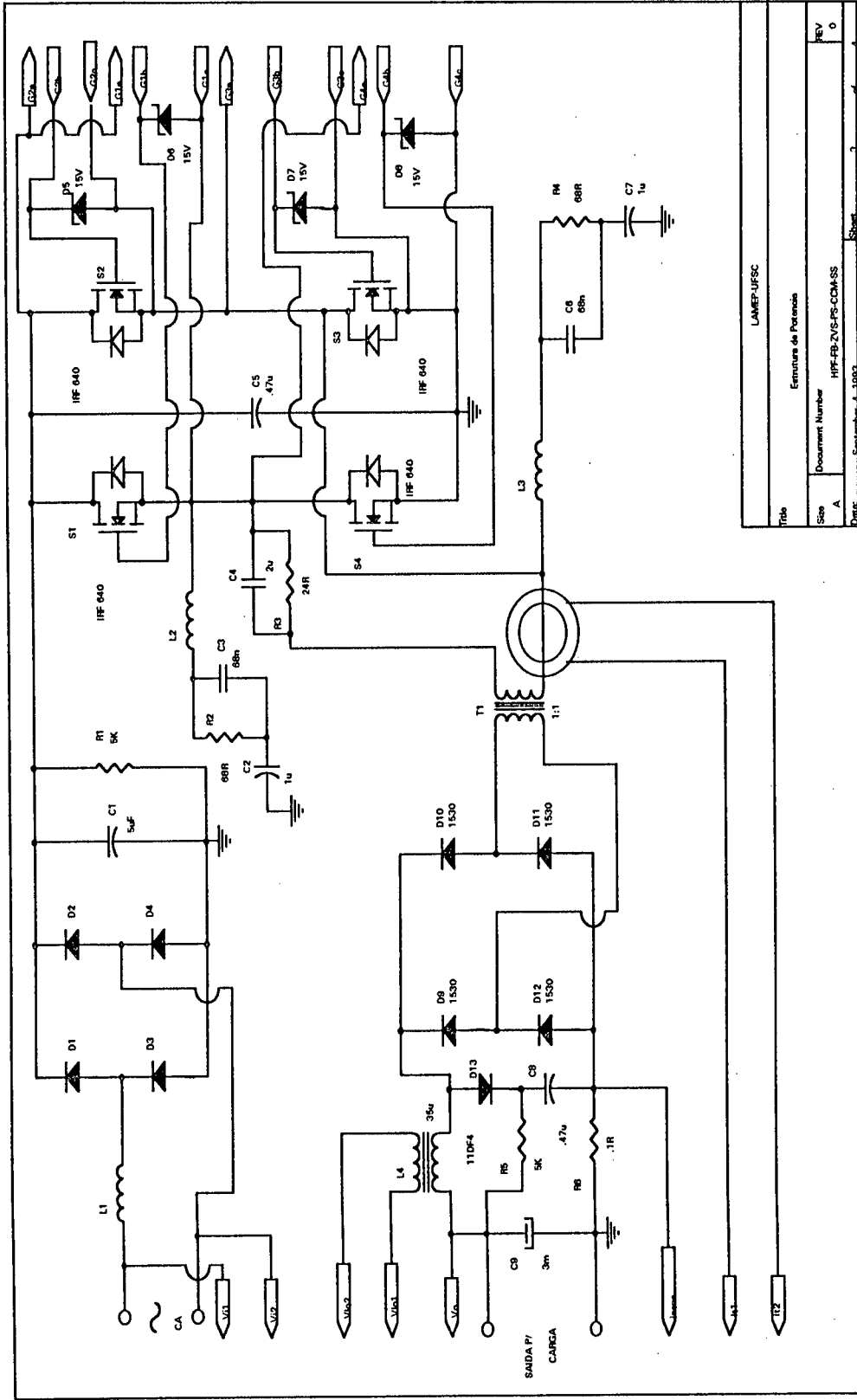


Fig. 6.5: Esquemático do circuito da estrutura de potência.

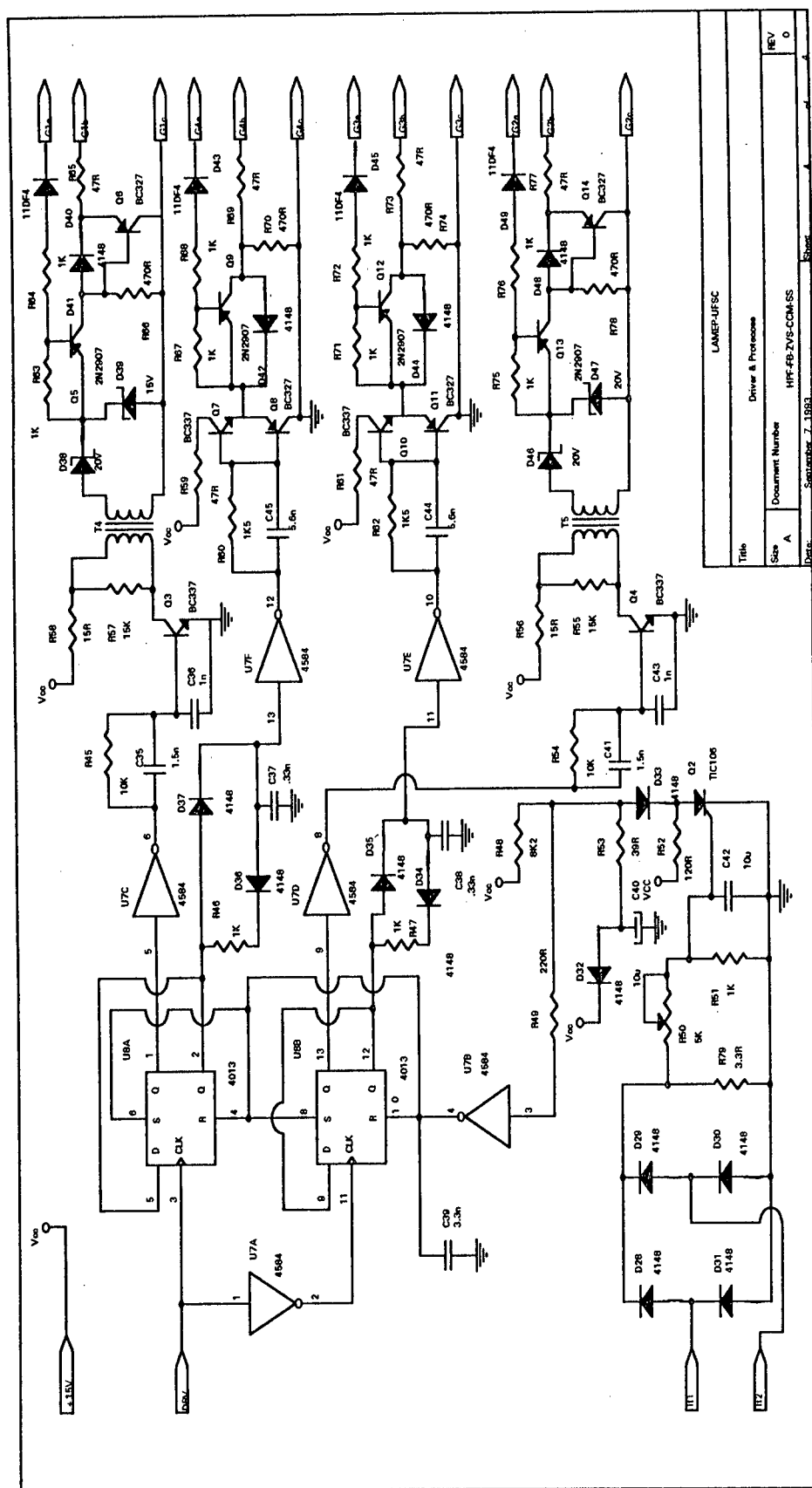


Fig. 6.6: Esquemático do circuitos de proteção e de gatilho.

6.4) RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor assim montado e testado no laboratório, obtendo as curvas apresentadas nas Fig. 6.7, 6.8, 6.9, 6.10, 6.11, 6.12 e 6.13.

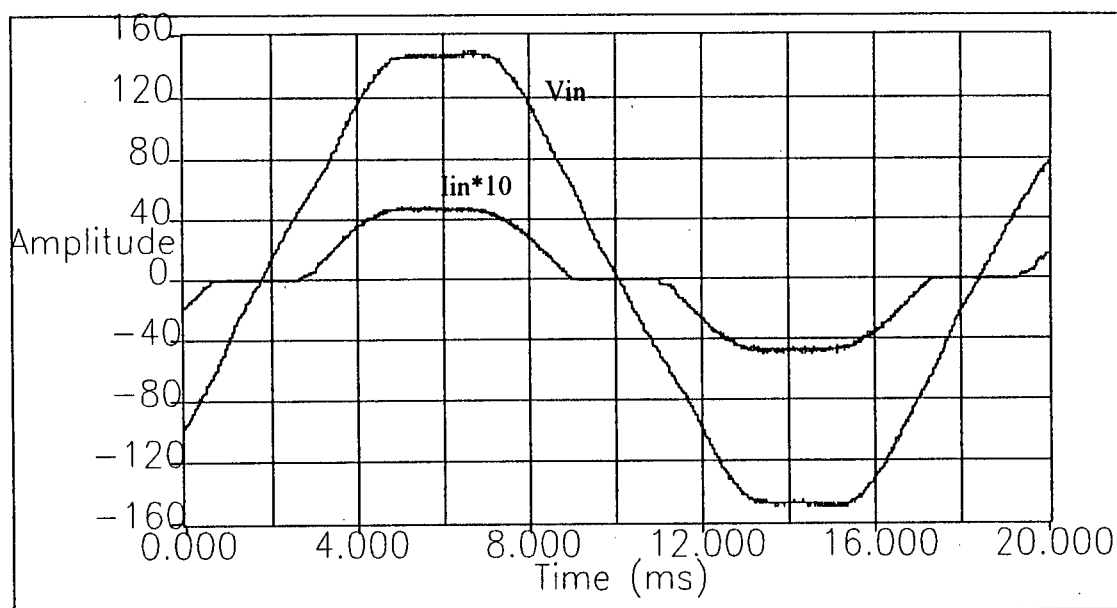


Fig. 6.7: Tensão e corrente da rede.

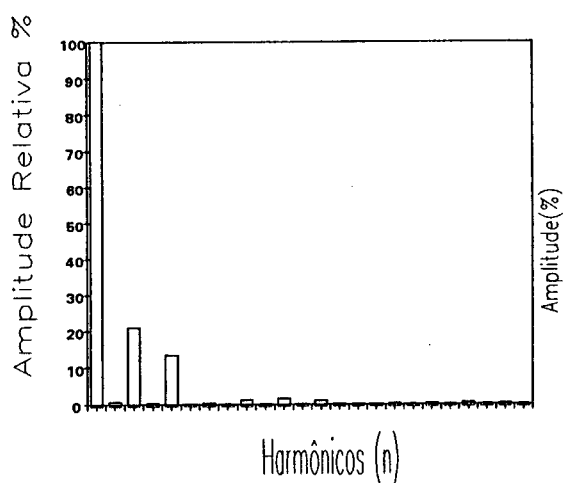


Fig. 6.8: Análise harmônica da corrente da rede.

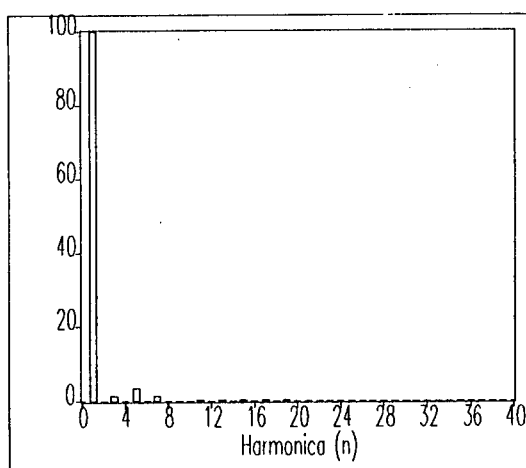


Fig. 6.9: Análise harmônica da tensão da rede.

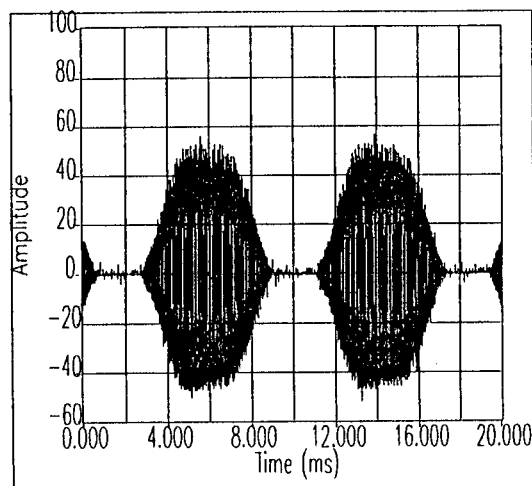


Fig. 6.10: Corrente do transformador de
isolação

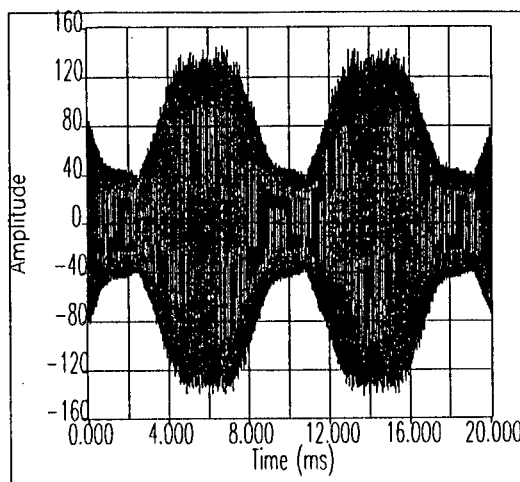


Fig. 6.11: Tensão do transformador de isol.

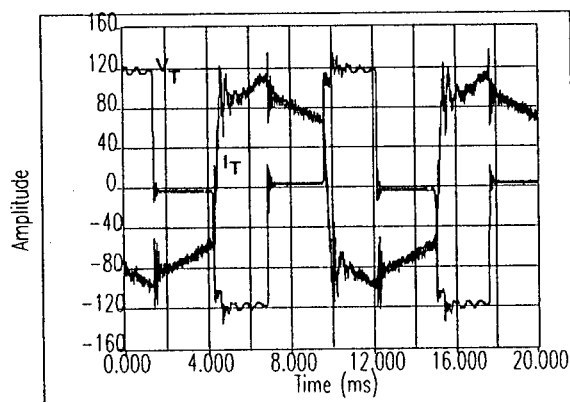


Fig. 6.12: Corrente e tensão do transformador em detalhe.

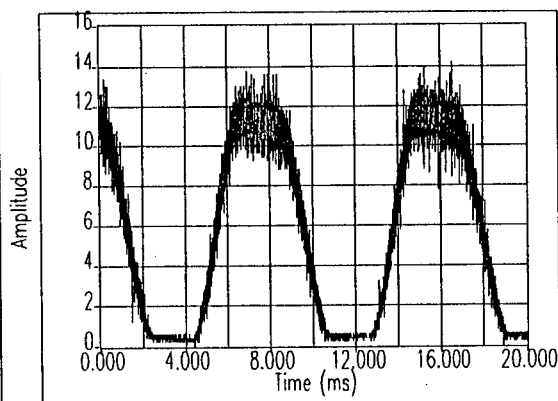


Fig. 6.13: Corrente no indutor do filtro de saída.

Na Fig. 6.7 está as formas de ondas da tensão e da corrente de entrada, nota-se nesta figura que a corrente está em fase com a tensão e descreve um formato citado no capítulo III. As análises harmônicas da tensão e da corrente estão apresentadas nas Fig. 6.8 e 6.9 respectivamente. A corrente da rede mostra um fator de potência de 0,971, um pouco abaixo do valor teórico. Esta diferença é devido principalmente à ondulação de tensão da saída, pois é esta tensão que participa tanto na geração do formato de referência da corrente, quanto na saída do regulador da malha de tensão. Visualizando as formas de ondas da corrente da rede e da corrente do indutor do filtro de saída,

notamos a influência da ondulação pelo declínio dessas correntes na região que corresponde ao topo da senóide.

Na análise harmônica da tensão de entrada, notamos uma forte incidência da quinta harmônica, a qual é responsável pelo formato trapezoidal da forma de onda da tensão de entrada.

As Fig. 6.10 e 6.11 apresentam a corrente e a tensão do transformador, as quais estão mostradas em detalhe na figura 6.12. Essas figuras comprovam a teoria de modulação colocada na capítulo IV, onde demonstra e assegura a não saturação do transformador, sob as condições de trabalho do conversor CA-CC "FB" em MCC com controle ativo.

A corrente do indutor do filtro de saída (I_{LO}) está apresentada na figura 6.13. Pela forma da onda caracteriza a condução contínua do conversor. Para os níveis das correntes em que se estava trabalhando na hora de aquisição, a derivada da corrente no início de ciclo de condução da rede é pequena suficiente para reduzir o efeito da não linearidade observada na simulação, a ponto de ser imperceptível. Este fato pode ser notado observando a Fig. 6.13.

Desta forma, confirmamos na prática os resultados obtidos na análise teórica já apresentada.

6.5) CONCLUSÃO

Este capítulo tratou de um protótipo do conversor CA-CC "FB PWM-ZVS" de alto fator de potência, operando em MCC que foi implementado para averiguar a validade dos estudos realizados. O protótipo foi montado em cima de uma estrutura de potência já existente, cujo transformador de isolamento tem a relação de espiras igual a 1. Desta forma, torna-o num caso particular, diferenciando-o dos projetos que foram simulados anteriormente.

Os esquemáticos do circuito do conversor completo foram apresentados, e os blocos de controle tiveram suas principais funções descritas sucintamente.

Os resultados práticos foram analisados. A comparação do fator de potência prático com o fator de potência ideal, resultou na comprovação da suspeita de que as ondulações na tensão de saída distorceria o formato da corrente de entrada, reduzindo o fator de potência.

Para finalizar, podemos dizer que os objetivos propostos inicialmente foram alcançados, pois provamos a viabilidade da implementação do conversor. Porém, ainda existem problemas a serem resolvidos para que este protótipo torne em produto industrial, já que nada foi feito ainda em relação à partida do conversor. O rendimento medido informalmente foi de 0,8, o qual é considerado baixo na sua família de conversores, mas este parâmetro pode ser melhorado com a mudança da tecnologia dos transistores.

CONCLUSÃO GERAL

Com a proposta inicial de utilizar a topologia do conversor "F.B" "ZVS" CC-CC para um conversor CA-CC de alto fator de potência, realizou uma série de estudos, visando sempre uma otimização dos projetos. O conversor "F.B" "ZVS" CA-CC foi estudado em primeira etapa, com funcionamento em Modo de Condução Descontínuo (MCD). Resultaram-se deste estudo, a análise completa do conversor e equações para o seu projeto. Entre essas equações, algumas delas são interessantes de citar, já que com a sua utilização, provavelmente beneficiará os demais trabalhos ligados a correção de fator de potência. Como exemplo, podemos mencionar as expressões do projeto do filtro de entrada para as altas frequências. Essas expressões, antes despercebidas, utiliza o conceito da resistência equivalente do conversor, isto é, representar o conversor de alto fator de potência por uma resistência, estimando as defasagens e atenuações para diversas condições de carga e frequências de interesse, causadas pela introdução do filtro. Isto também quer dizer que o uso inadequado do filtro de entrada pode prejudicar o propósito do conversor CA-CC de alto fator de potência. Além disso, colocar uma metodologia de projeto.

A otimização de perdas e de volume foram vistas, criando alguns parâmetros de orientação no projeto deste tipo de conversor, principalmente no sentido de reduzir perdas.

O estudo da característica de saída, indicou a possibilidade de paralelismo entre esses conversores, uma vez que a corrente de entrada e de saída são definidas pela razão cíclica. Isto reflete uma característica passiva, isto é, ele reage apenas as condições do meio onde está, sem torná-lo instável.

Essa topologia também pode ser empregada na configuração trifásica, neste caso são necessários os três conversores iguais e com as suas saídas interligadas.

Das características que resguardou do conversor CC-CC, a mais importante é a da comutação sob tensão nula, a qual além de permitir o conversor trabalhar em altas frequências, também possibilita o emprego dos tiristores duais, que aumentou em muito a confiabilidade e robustez do sistema.

De uma forma geral, as expectativas da primeira etapa foram atendidas. O conversor projetado com as equações do estudo foi simulado no SCVOLT, comprovando a análise teórica. Fora disso, detectou-se que a topologia não servia para altas potências, pois as correntes de pico são altas demais para uma implementação prática.

O conversor "FB" "ZVS"CA-CC para correção de fator de potência em Modo de Condução Contínuo (MCC) constituiu a segunda etapa do trabalho. Nesta etapa, a topologia foi analisada, projetada, simulada e implementada para validação dos modelos.

Como esse conversor é inédito, muitos resultados são bastante interessantes, entre eles citaremos alguns a seguir.

Com a aplicação do controle ativo, foi necessário a escolha de um formato da referência de corrente, pela qual a corrente da entrada irá seguir. Notamos que caso a forma da onda não seja muito descontínua, o conversor consegue segui-la com uma boa precisão, não importando qual seja o tipo da curva. Ainda dentro do estudo do formato da referência, descobrimos que nem sempre o formato que tenha maior fator de potência seja o melhor, era preciso verificar o comportamento do seu espectro de harmônicos.

As estratégias de controle, principalmente da malha de corrente, foram uma das inovações no campo do controle da eletrônica da potência que este trabalho tem oferecido. Esta estratégia aplicou a técnica de controle por valores médios à topologia da ponte completa, controlando o espelho da corrente de entrada na corrente do indutor de saída I'_{Lo} , através da relação $I_{in} = I'_{Lo} \cdot D_{efetivo}$. O modelamento do conversor para fins de controle também foi uma contribuição inédita deste trabalho, ele é baseado na variável de estado médio, que explora o conceito do valor médio instatâneo. A equação modelo resultante é de extrema simplicidade, constando apenas um pólo na origem, o qual permite fácil controle. O uso do espelho da corrente é devido principalmente a presença de energia reativa no primário do conversor que impediam de amostrar corretamente a corrente de entrada.

Um ponto importante da análise foi em relação ao transformador. Este por sua vez está submetido a uma situação não convencional, devido as formas de modulação e de tensão

encontradas no conversor. Porém com o uso da técnica de convolução e análise harmônica, comprovou-se a sua viabilidade prática.

Também cabe ressaltar a análise da influência do ruído na modulação, isto é, a presença do ruído no sinal modulante, criando anormalidades.

Na simulação do conversor projetado, foi necessário desenvolver métodos de gerar comando do tipo modulação por defasagem "PHASE SHIFT", o que implicou em lançar mão em simulação de circuitos digitais junto com os circuitos lineares, criando assim um circuito misto. Essa também foi uma contribuição deste trabalho.

Durante a implementação prática para fins de validação, teve um desenvolvimento em relação ao C.I. 3854, pois o circuito do comando implementado é totalmente isolado, que não é uma das aplicações convencionais indicadas pela fabricante.

Os resultados teóricos e práticos concluem que os objetivos inicialmente propostos foram atingidos com sucesso, pois além de estudar a topologia, foi possível desenvolver uma série de conceitos e técnicas que vão ajudar em outros trabalhos futuros, sem contar a execução de um protótipo sem precedentes.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] C. A. CANESIN, I. BARBI, "A Unity Power Factor Multiplie Isolated Outputs Switching Mode Power Supply Using A Single Switch", IEEE APEC Record, pp , 1991.
- [2] A. CHABANI and M. NAKAOKA, "A New Control Topology Of Single HF Link Switch-Mode Rectifier With Sinusoidal Line Current", IEEE IAS Anual Meeting ,pp 1158-1162, 1990.
- [3] H. ENDO, T. YAMASHITA, and T. SUGIURA, "A High-Power-Factor Buck Converter", IEEE PESC Record , pp 1071-1076, 1992.
- [4] J. L. FREITAS VIEIRA, G. GABIATI, and I. BARBI, "On The Design And Experimentation Of A High Perfomance 25A/48V Rectifier Unit", Artigo enviado para congresso INTELEC, 1992.
- [5] J. L. FREITAS VIEIRA, "Concepção, Análise e Projeto de Sistemas de Alimentação em Corrente Contínua de Alto Desempenho com Alta Frequência e Potência", Tese de Doutorado, Março de 1993.
- [6] J. L. FREITAS VIERA, I. BARBI, "A High Power Factor PWM-ZVS Single-Stage Power Supply", IEEE HFPC Records, pp , 1993.
- [7] C. P. HENZE, J. A. SMITH, and D. S. LO, "A Transformer Isolated AC To DC Switch-Mode Power Converter With Resistive Input Current", , pp 428-431,
- [8] B. IGNAZIO, "Unity Power Factor Battery Charge Regulated By LVI", PCIM Paris, pp 42-47, november 1990.
- [9] KASSIC, I, BARBI, "A Low Cost High Power Factor Resonant Mode Battery Charger", IEEE APEC Record, 1993.
- [10] M. J. KOCHER, and R. L. STEIGERWALD, "An AC To DC Converter With High Quality Input Waveforms", IEEE PESC Record , pp 63-75, 1982.

- [11] J. S. LAI, D. HURST, and T. KEY, "Switch-Mode Power Supply Power Factor Improvement Via Harmonic Elimination Methods", IEEE APEC Record , pp 415-422, 1991.
- [12] T. S. LATOS, D.J. BOSACK, "A High Efficiency 3 KW Switch Mode Battery Charger", IEEE PESC Record , pp 341-349, 1982
- [13] S. MANIAS, "A Novel SMR Topology", IEEE IAS Annual Meeting , pp 1114-1118, 1990.
- [14] L. F. OLLE, I. BARBI, "Conversor Estático Monofásico Generalizado", Seminário de Eletronica de Potência, pp 118-125, 1990.
- [15] A. R. PRASAD, P. D. ZIOGAS, S. MANIAS, "A New Active Power Factor Correction Method For Single-Phase Buck-Boost AC-DC Converter", IEEE APEC Records, pp 814-820, 1992.
- [16] C. SA E SILVA, "Power Factor Correction With The UC3854", Application Note - Unitrode, 1990.
- [17] M. J. SCHUTTEN, R. L. STEIGERWALD, "Characteristics Of Load Resonant Converters Operated In A High Power Factor Mode", IEEE PESC Record , pp 5-16, 1991.
- [18] W. TANG, and F. C. LEE, "Small-Signal Modeling of Average Current -Mode Control", IEEE APEC Records, pp 747-755, 1993.
- [19] W. TANG, F. C. LEE, R. B. RIDLEY, and I. COHEN, "Charge Control: Modeling, Analysis and Design", IEEE PESC Records, pp 503-511.
- [20] W. TANG, Y. JIANG, G. C. HUA, and F. C. LEE, "Power Factor Correction With Flyback Converter Employing Charge Control", IEEE APEC Records, pp 293-298, 1993.

APÊNDICE A

Este apêndice apresneta a norma IEC 555 - 2 Classe D.

A norma 555 -2 do International Electrotechnical Commission (IEC) denominado por "Disturbances Caused by Equipament Connected to the Public Low Voltage Supply System - Part 2: Harmonics " do 1^a de março de 1990, trata-se do problema de emissão de harmônicas de várias classes de equipamentos. A classe D aplica-se as fontes chaveadas. A tabela A.1 reescreve esta norma.

Ordem de harmônicas (n)	Corrente máxima absoluta de harmônicas
-------------------------	--

Harmônicas ímpares

3	1,08 A
5	0,6 A
7	0,45 A
9	0,30 A
$11 \leq n \leq 39$	$0,18 \text{ A} \times 11 / n$

Harmônicas pares

2	0,3 A
4	0,15 A

As correntes devem ser medidas do conversor para 220 a 240 V monofásico até 16 A, com frequência nominal de 50 ou 60 Hz. Para 110 V, deve-se fazer a conversão multiplicando os limites por 2.